77

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Hans-Joachim Fischer

Die Transistorisierung der Amateurfunkstation

Der praktische Funkamateur · Band 77

Die Transistorisierung

der Amateurfunkstation

HANS-JOACHIM FISCHER

Die Transistorisierung der Amateurfunkstation



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 31. Januar 1968

1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1968
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Bernd Schneiderheinze
Zeichnungen: Erich Böhm
Typografie: Günter Hennersdorf
Vorauskorrektor: Ingeburg Zoschke
Korrektor: Michael Rehse
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung:
Druckerei Märkische Volksstimme, Potsdam A 564
1,90

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

In den letzten Jahren hat sich die Halbleitertechnik rasch weiterentwickelt. In der DDR stehen jetzt moderne Halbleiterbauelemente in Ge- und Si-Ausführung zur Verfügung. Auch der Import im Rahmen der Spezialisierung innerhalb aller RGW-Länder hat sich vergrößert.
Es erscheint daher zeitgemäß, dem Funkamateur eine Broschüre in die Hand zu geben, aus der er Anregungen für die Transistorisierung seiner Funkstation gewinnen kann. Es ist ja bekannt, daß die Amateure Schrittmacher des technischen Fortschritts sind. Neben der Betriebstechnik und dem DX-Verkehr ist es vor allem die technische Weiterentwicklung der Station, die dem Amateur zu neuen Leistungen Anreiz bietet. Manche modernen Techniken im Amateurfunk sind erst durch das Vorhandensein von Transistoren möglich geworden. Natürlich gibt es heute noch gewisse Beschaffungsprobleme für spezielle Halbleiterbauelemente, weiterhin sind HF-Leistungstransistoren noch recht teuer, oder es fehlt noch an FET-Bauelementen usw. Dies rechtfertigt aber nicht einen Verzicht auf zeitgemäße technische Information, die sicher nicht nur für die Amateurpraxis bedeutsam ist. Die gewählten Beispiele stammen aus der internationalen Literatur oder aus der Berufspraxis des Autors.
Der heutige Stand der Halbleitertechnik gestattet die vollständige Transistorisierung der Amateurfunkstation sowohl in den klassischen Kurzwellenbändern als auch in den Bändern des VHF- und UHF-Gebiets. Von den meisten Amateuren wird allerdings nur die Empfängerseite transistorisiert, die Senderseite jedoch noch röhrenbestückt gefahren.
Beim Zustandekommen des Werkes unterstützten mich vorbildlich die Kollegen *T. Pricks* und *H. Kuhnt*.
Möge die Broschüre für den interessierten Amateur eine Hilfe sein, seine Station auf dem neuesten Stand zu halten. Möge sie dazu beitragen, für unsere so interessante Technik neue Freunde

zu gewinnen und bei der beruflichen Weiterbildung Anregungen sowie Hinweise zu geben.
Auch in der Nachrichtentechnik unserer NVA werden immer mehr transistorisierte Geräte eingesetzt, so daß die Beschäftigung mit dieser Thematik für jeden Amateur von großer Bedeutung ist.

Berlin, Januar 1968 *Hans-Joachim Fischer*

1. Einleitung

Wenn man die einzelnen Baugruppen einer Amateurfunkstation überblickt und hinsichtlich eines Einsatzes von Transistoren überprüft, so ergeben sich folgende Grundfunktionen für den einzusetzenden Transistor:

- Verstärkung nieder- und hochfrequenter Schwingungen
- Erzeugung von NF- und HF-Schwingungen
- Frequenzumsetzung und Demodulation
- Verstärkung von NF- und HF-Leistung aus einer kleineren Leistung
- Modulation einer Trägerwelle mit der zu übertragenden Nachricht
- Bereitstellung und Stabilisierung von Speisespannungen (Netzgeräte, Spannungsregler, Transverter)

Beim heutigen Stand der Halbleitertechnik ist es einfach und billig, NF-Spannungs- und Leistungsverstärker sowie Stromversorgungseinheiten mit Transistoren zu bestücken. Bei der Verstärkung hochfrequenter Signale über 30 MHz sowie bei HF-Leistungen über 1 Watt gibt es noch gewisse Schwierigkeiten, die jedoch in naher Zukunft überwunden sein werden. Ein weiteres Problem ist die Frage, Silizium- oder Germaniumhalbleiterbauelemente zu verwenden. Wenn die Einsatzbedingungen nicht extrem sind und man keine Umgebungstemperaturen über + 50 °C fordert, reichen Ge-Bauelemente aus. Sie sind preisgünstiger als Si-Bauelemente und haben auch bei hohen Frequenzen günstigere Rauscheigenschaften. Ein weiteres Problem beim Einsatz von Si-Halbleitern ist die höhere Basis-Emitter-Schwellenspannung. Sie beträgt etwa 0,8 V bei Si und 0,2 V bei Ge. Wenn im weiteren Verlauf trotzdem Schaltungen mit Si-Transistoren angegeben werden, so ist das perspektivisch zu verstehen. Die Technologie der Serienproduktion entscheidet, wann Si-Transistoren endgültig die Ge-Typen in den Hauptanwendungsgebieten ablösen werden. Die

in der DDR bald zur Verfügung stehenden Miniplast-Transistoren sind ein Schritt auf diesem Wege. Es ist dem Amateur auf jeden Fall zu empfehlen, sich mit der Schaltungstechnik der Si-Bauelemente vertraut zu machen, denn ihr Anwendungsgebiet muß zukünftig immer breiter werden, wobei der Preis sich mehr und mehr verringert. Die in der Zukunft zum Einsatz gelangenden Mikroschaltkreise werden auch fast ausschließlich in Silizium-Planar-Technik hergestellt.

2. Transistorpraxis

Im Vergleich zu Schaltungen mit Elektronenröhren sind bei Transistorschaltungen folgende Besonderheiten zu beachten:

- Die starke Abhängigkeit der Parameter von der Temperatur erfordert eine thermische Stabilisierung der Schaltung und eine Kühlung der Leistungstransistoren. Es gibt Schaltmaßnahmen, die den Arbeitspunkt über einen weiten Temperaturbereich konstanthalten (Gleichstromgegenkopplung, niederohmigen Basisspannungsteiler usw.).
- Bei VHF- und UHF-Schaltungen liegen Arbeits- und Grenzfrequenz des Transistors in einer Größenordnung. Die starken Abhängigkeiten der Parameter gilt es besonders zu beachten.
- Zur Erzielung hoher Betriebssicherheit muß man mit der Leistung, aber vor allem mit den Spannungen U_{BE} und U_{KE} unter den im Datenblatt angegebenen Maximalwerten bleiben. Als Erfahrungswert für zuverlässiges Arbeiten hat sich die 60%ige Ausnutzung des Maximalwerts bewährt.
- Feldeffekttransistoren sind empfindlich gegenüber statischen Ladungen, da sie einen sehr hohen Eingangswiderstand und eine dünne Gatesperrschicht haben. Bei der Lagerung sollten sie in Metallfolie eingewickelt werden, und beim Einlöten in die Schaltung ist größte Vorsicht geboten. Dies gilt besonders für MOSFETs.

Einige weitere praktische Hinweise für den Aufbau von Transistorgeräten sollen an dieser Stelle gegeben werden:

a – Das Einlöten von Transistoren in Schaltungen, die unter Spannung stehen, ist unzulässig. Es ist darauf zu achten, daß der Körper des Lötkolbens zuverlässig geerdet wird. Es kann auch ein Niederspannungslötkolben mit Trenntransformator benutzt werden. Bei allen Lötungen muß die Basis zuerst angeschlossen werden.

b – Falschpolungen der Speisespannung können die Transistoren zerstören. Ein einfacher Weg, dies zu vermeiden,

ist das Vorschalten eines Leistungsgleichrichters in Durchlaßrichtung oder einer *Graetz*-Brücke aus 4 Gleichrichtern. Polt man dann versehentlich die Spannungsquelle um, so sperrt der Gleichrichter, oder die *Graetz*-Brücke polt automatisch um.

c — Sind in Transistorschaltungen veränderbare Widerstände eingebaut, so muß stets in Serie mit dem Stellwiderstand ein Festwiderstand geeigneter Größe liegen, damit keine Überbelastung des Transistors bei Endanschlag des Stellwiderstands auftritt.

d — Bei Schaltungen mit größeren Induktivitäten sind die hohen Abschaltspannungen einzukalkulieren, die eventuell die Sperrschicht durchschlagen könnten. Durch geeignet eingeschaltete Rückschlagdioden kann die induktive Spannungsspitze abgekappt werden.

e — Beim erstmaligen Einschalten von Leistungsstufen sollte man die Speisespannung langsam hochregeln. Dabei ist mit einem Amperemeter der Kollektorstrom zu überwachen.

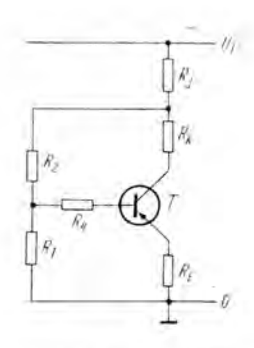
f — Zur Grobüberprüfung der Schaltung auf thermische Stabilität kann man sie mit einem Fön anblasen und dabei die Kollektorstromänderung mittels Meßinstrument beobachten. Je weniger sich der Kollektorstrom ändert, desto besser ist die Temperaturstabilität.

g — Eine indirekte Überprüfung der Zuverlässigkeit kann so durchgeführt werden, daß man die Speisespannung verändert, bis die Schaltung aufhört zu funktionieren. Je größer man den Änderungsbereich der Speisespannung wählen kann, in dem die Schaltung funktioniert, desto zuverlässiger ist sie. Man sollte die Schaltungen so dimensionieren, daß die volle Funktion bei $U_0 \pm 25\,\%$ gewährleistet ist.

2.1. Niederfrequenzverstärker mit Transistoren

Die am häufigsten in der Amateurpraxis vorkommenden Transistorverstärker sind NF-Vor- und NF-Endverstärker. Sie dienen als NF-Teile von KW- und UKW-Empfängern, als

Bild 1
Stabilisierte Verstärkerstufe
mit 1 Speisespannungsquelle



Modulationsverstärker, als Mikrofonverstärker oder für Meßzwecke.

Bei jedem Transistorverstärker muß der Arbeitspunkt durch eine geeignete Vorspannung im Basis-Emitter-Kreis eingestellt werden. Wenn man dies auf die einfachste Weise — nämlich mit einem großen Basisvorwiderstand zur Festlegung des eingeprägten Stromes — durchführt, so ändert sich der Arbeitspunkt stark mit der Umgebungstemperatur. Durch geeignete Auslegung der Schaltung der Transistorverstärkerstufe kann man die Temperaturstabilität erhöhen; dies geht natürlich auf Kosten der Stufenverstärkung und der Anzahl einzubauender Schaltelemente. Bei den Berechnungen legt man den Stabilitätsfaktor S fest; das ist die Änderung des Kollektorstroms I_K bei Änderung des Kollektorreststroms I_{KOE} (z. B. durch

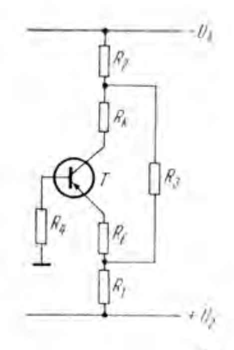


Bild 2
Stabilisierte Verstärkerstufe
mit 2 Speisespannungsquellen

Temperatur oder Alterung). Es werden im allgemeinen 2 Grundschaltungen benutzt: die Schaltung nach Bild 1 mit einer Speisespannungsquelle und die nach Bild 2 mit 2 Speisespannungsquellen. Für diese Schaltungen wird der Stabilitätsfaktor

$$S = 1 + \frac{R_B}{(1 - \alpha)\, R_B' + R_E'};$$

α — Stromverstärkung in Basisschaltung,
R_B' — äquivalenter Basiskreiswiderstand,
R_E' — äquivalenter Emitterkreiswiderstand.

Diese sind wiederum durch die Beziehungen

$$R_B' = R4\left(1 + \frac{R2}{R4} + \frac{R2 + R3}{R1}\right);$$

$$R_E' = R_E\left(1 + \frac{R3}{R_E} + \frac{R2 + R3}{R1}\right)$$

beschrieben.

Je größer S, desto unstabiler die Schaltung, gewöhnlich wählt man $S < 4$.
Wird in der Schaltung nach Bild 1 $R_E = 0$, $R3 = 0$, $R4 = 0$ und $R1 = \infty$ eingesetzt, so kommt man zu der obenerwähnten einfachen Arbeitspunktfestlegung durch Basisserienwiderstand. Aus den Formeln folgt, daß ein Widerstand im Basiskreis die Unstabilität vergrößert, ein Widerstand im Emitterkreis sie verkleinert. Die stabilste Schaltung mit einer Speisequelle ergibt sich für die Bedingungen: $R4 = 0$, $R_K = 0$. Analog gilt für die Speisung aus 2 Quellen: $R2 = 0$, $R4 = 0$, $R1 = 0$ und $R3 = \infty$ als beste Schaltung. Die Temperaturstabilität läßt sich noch verbessern und $S < 1$ erreichen, wenn man R1 einen Thermistor parallelschaltet oder in Serie mit R1 eine Kompensationsdiode anordnet. Wenn man S und die Abhängigkeit des I_{KOE} von der Temperatur kennt, kann man die Änderung der Kollektorspannung einer Verstärkerstufe berechnen

$$\Delta U_K = \Delta I_K\,(R_K + R_E);$$

in I_K ist I_{KOE} enthalten.

Wenn die Stufe eine möglichst große Ausgangsspannung abgeben soll, so ist diese Beziehung wichtig, denn bei ungenügender Temperaturstabilisierung verkleinert sich mit steigender Umgebungstemperatur der Aussteuerbereich der Kollektorspannung. Für beste Stabilität kann man folgende Optimalforderungen aufstellen:

- Der Emitterkreis sollte aus einem Konstantstromgenerator gespeist werden. In diesem Falle hängt der Kollektorstrom der Verstärkerstufe nicht von den Bauelementen ab. Im einfachsten Fall benutzt man die Kollektor-Emitter-Strecke eines Stabilisierungstransistors, in dessen Basiskreis eine Zenerdiode liegt.
- In der Verstärkerstufe sollte eine Gegenkopplung angewandt werden, die die Ausgangsparameter stabilisiert.
- Im Basiskreis sollte der kleinstmögliche Widerstandswert benutzt werden, bei dem die Stufe noch arbeitet. Dieser Wert liegt in Vorstufen bei einigen tausend Ohm, für Endstufen um einige hundert Ohm.
- Einsatz temperaturabhängiger Widerstände im Vorspannungskreis der Verstärkerstufe, die möglichst thermisch eng mit dem zu stabilisierenden Halbleiterbauelement gekoppelt sein sollen. Mit diesen nichtlinearen Widerständen ist jedoch nur eine Kompensation über einen begrenzten Temperaturbereich möglich.
- Betrieb der Halbleitergeräte bei möglichst konstanter Umgebungstemperatur und Luftfeuchtigkeit.

Bild 3 stellt eine NF-Verstärkerstufe in Emitterschaltung dar. Sie soll als Beispiel berechnet werden. Eine Bestückung ist

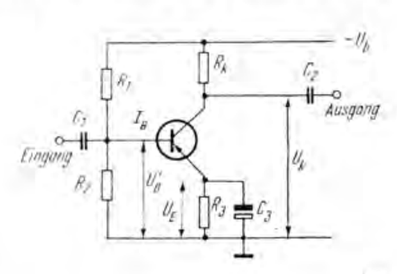


Bild 3
Schaltung einer
NF-RC-Verstärkerstufe
(Berechnungsbeispiel)

sowohl mit Ge- als auch mit Si-Transistoren möglich, man sollte nur ein mittleres β von 50 für die einzusetzenden Typen fordern. Bei Eingangsstufen muß zusätzlich auf Rauscharmut geachtet werden (spezielle Transistorarten). C1 ist der Koppelkondensator im Basiskreis, man wählt ihn in den Grenzen von $0{,}5 \cdots 10\,\mu F$, je nach geforderter unterer Grenzfrequenz. Der Emitterkondensator C3 soll die Gegenkopplung durch R3 für Wechselströme aufheben. Sein Wert wird nach der Beziehung, für mittleren Wert von $R3 \approx 1\,k\Omega$,

$$C3 > \frac{2{,}5 \cdot 10^3}{f_u}$$

(in μF) festgelegt. f_u — Grenzfrequenz der Stufe in Hz. (Die untere Grenzfrequenz ist die Frequenz, bei der die Verstärkung — bezogen auf eine mittlere Frequenz von 1 kHz — auf den Wert $0{,}707\ V_{mitt}$ abgefallen ist.)

Bei $f_u = 50$ Hz ergibt sich $C3 > 50\,\mu F$.

Man wählt den Querstrom durch den Spannungsteiler $R1 + R2$ etwa 0,2 bis $0{,}5\ I_K$, zumindest aber doppelt so groß wie I_{KEO}. Damit ergibt sich

$$(R1 + R2) = \frac{U_b}{I_q};$$

I_q — Querstrom durch R1 und R2.

Die Basisspannung wird angenähert

$$U_B' \approx U_b \frac{R2}{R1 + R2}.$$

Da die Basisemitterspannung immer klein gegen U_b und U_K ist, kann $U_E \approx U_B'$ gesetzt werden. U_E entspricht aber

$$U_E = I_E \cdot R3.$$

Wenn U_E und R3 gegeben sind, wird der mögliche Emitterstrom

$$I_E \approx \frac{U_b\,R2}{R3(R1 + R2)}.$$

Im allgemeinen ist der Kollektorstrom fast gleich dem Emitterstrom, so daß sich auch noch die Kollektorspannung bestimmen läßt zu

$$U_K \approx U_b - I_E R_K .$$

Damit wird nun die den Arbeitspunkt bestimmende Spannung U_{KE}

$$U_{KE} = U_K - U_E \approx U_b \cdot \left[1 - \frac{R2(R_K + R3)}{R3(R1 + R2)}\right].$$

Als praktisches Beispiel sei angenommen: Teilerquerstrom $I_q = 0{,}5$ mA, Batteriespannung 12 V, Emitterspannung 4 V und $R_K = 2{,}2$ kΩ. Zunächst wird R1 + R2 = 12 V/0,5 mA = 24 kΩ. Die Spannung an R2 beträgt 4 V (genauer 4,1 bis 4,3 V, weil U_{BE} dazukommt). Es wird dann

$$\frac{R2}{R1 + R2} = \frac{U'_B}{U_b}$$

und damit R2 = 8 kΩ (IEC-Wert 8,2 kΩ).

R1 ist dann natürlich 24 − 8 = 16 kΩ. Aus der Formel für U_{KE} kann R3 berechnet werden; es ergibt sich R3 = 2,2 kΩ, wenn man $I_E = 2$ mA fordert. Aus Stabilitätsgründen muß R3 vorgegeben werden, oder es wird U_{KE} als Ausgangsparameter festgelegt.
Der Eingangswiderstand der Stufe besteht aus der Parallelschaltung von R1, R2 und R_{eing} des Transistors; er liegt bei etwa 700 Ω. Mit einem Germaniumtransistor GC 115, dessen $\beta = 50$ ist, wird die Stufenverstärkung bei ausgangsseitigem Leerlauf $V_u = 100$.
Eine Faustregel für die richtige Arbeitspunktwahl in Transistor-NF-Verstärkerstufen lautet:
Man stellt den Basisvorwiderstand oder den oberen Basisspannungsteilerwiderstand so ein, daß an R_K und an der Strecke Kollektor – Emitter jeweils gleiche Spannungen auftreten. Für ausreichende Temperaturstabilisation soll der Spannungsabfall am Emitterwiderstand etwa 0,5 U_{KE} betragen.
Nimmt man je 5 V für U_{RK} und U_{KE} an, dann kommt mit $U_E = 2{,}5$ V als gesamte Speisespannung $U_b = 12{,}5$ V zu-

stande. Es empfiehlt sich, folgende Spannungen für die Schaltungsdimensionierung als Normspannungen anzusehen:

$$4{,}5 \cdots \underline{6} \cdots 9 \cdots \underline{12} \cdots 18 \cdots \underline{24} \cdots 42\ \mathrm{V};$$

die unterstrichenen Werte gelten als Vorzugswerte.
Als abschließendes Beispiel soll die Schaltung eines mit Si-Planartransistoren bestückten 3stufigen Mikrofonverstärkers für ein dynamisches Mikrofon erläutert werden. Bild 4 zeigt die Schaltung. Die 1. Stufe mit dem Transistor *SF 131* (oder *SF 123*) arbeitet als Emitterfolger, um einen großen Eingangswiderstand zu ermöglichen, die Spannungsverstärkung ist < 1. Die 2. Stufe arbeitet als stromgegengekoppelte Emitterstufe mit etwa 20facher Verstärkung. Ihr folgt schließlich die Ausgangsstufe mit *SF 121*, die etwa 40fach verstärkt. Sie ist ebenfalls über einen Emitterwiderstand von 220 Ω stromgegengekoppelt. Die Speisespannungskonstanthaltung der Vorstufen erfolgt mit einer Zenerdiode *ZA 250/12*, der gesamte Verstärker ist mit einer Spannung von 24 V zu betreiben. Das Tiefpaßglied R10—C5 senkt die Höhen ab, mit ihm kann der Frequenzgang des Verstärkers abgeglichen werden. Für Modulationszwecke bei Amateursendern schaltet man dem Verstärker ein Tiefpaßfilter nach, das die Bandbreite auf 3,5 kHz begrenzt. Der Eingangs-Wechselstromwiderstand beträgt 50 kΩ.

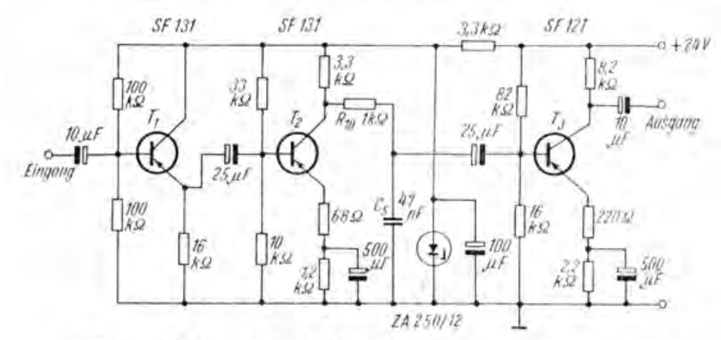


Bild 4 Schaltbild eines NF-Verstärkers mit Siliziumtransistoren

Bemerkung: Alle Transistoren sind npn-Typen, daher Emitterpfeile umkehren!

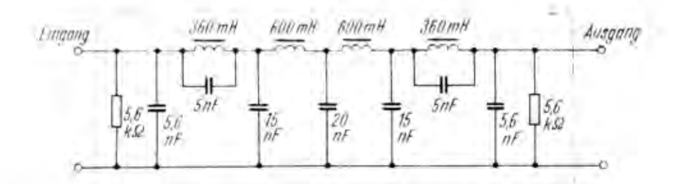


Bild 5 NF-Filter (Grenzfrequenz 3,2 kHz) nach *UB 5VO*

Da aus betriebstechnischen Erwägungen der NF-Arbeitsbereich für die Amateurtelefonieverbindungen auf 300 bis 3500 Hz beschränkt wird, ergibt sich oft das Problem, ein Tiefpaßfilter zu entwerfen, das in den Modulationsverstärker des Senders oder in den Empfänger-NF-Teil eingebaut werden kann und exakt diesen Frequenzbereich durchläuft.
Bild 5 gibt nun die Schaltung eines erprobten Filters (nach *UB 5VO*) an, dessen 4 Induktivitäten auf Ferritschalenkerne von 18 mm Durchmesser mit einem A_L-Wert von 1000 gewickelt werden (für 600 mH etwa 300 Wdg., 0,1-mm-CuL). Die Kapazitätstoleranzen sollten 5% nicht überschreiten, die Spulen müssen auf Sollwert durch Abwickeln und Messen getrimmt werden. Das ganze Filter läßt sich in einen Becher von etwa 50 mm × 60 mm × 25 mm unterbringen und im Gerät an entsprechender Stelle anordnen. Mit diesem Filter wird Seitenbandenergie gespart und die Verständlichkeit empfangsseitig verbessert. Eine auch oft recht nützliche Zusatzschaltung ist der *Zero-Clipper* nach *W1JKZ*.
Bild 6 zeigt die Schaltung, die vor allem den Zweck hat, das Rauschen zu unterdrücken. Dies geschieht durch geeignete

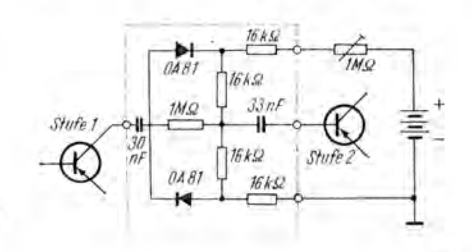


Bild 6
Zero-Clipper nach
W1JKZ

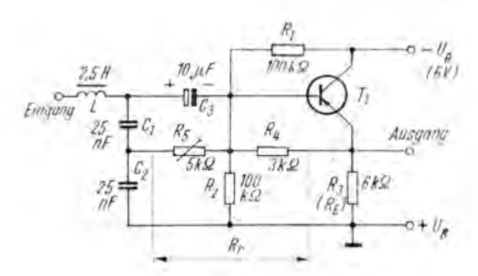


Bild 7 NF-Gütemultiplikator zur Tonselektion

Vorspannung der Dioden, die eine Übertragung der NF erst ab einem gewissen Minimalpegel gestattet. Der *Zero-Clipper* koppelt 2 Stufen eines NF-Verstärkers, wobei die Kopplung erst dann wirksam wird, wenn die Signalamplitude die Vorspannung der Dioden überschreitet und sie leitend werden. Das kleine Zusatzgerät verbessert die Lesbarkeit schwacher Telefoniesignale; besonders augenfällig ist die Wirkung beim A1-Empfang.

Ebenfalls zur Verbesserung der Lesbarkeit von Telegrafiesignalen dienen Tonsiebe. Der auf die Tonfrequenz der Zeichen (z. B. 800 Hz) abgestimmte NF-Verstärker läßt nur diese Frequenz durch, wirkt selektiv und vermindert den Rauschanteil des NF-Signals. Ein LC-Schwingkreis hat jedoch zu geringe Selektion, so daß man im NF-Gebiet den *Q-Multiplier* oder Gütemultiplikator einsetzt. Ein LC-Schwingkreis kann entdämpft werden, indem man ihm einen bestimmten negativen Widerstand parallelschaltet. Dies kann man mit einem Transistor, in der Schaltung nach Bild 7, erreichen. Zweckmäßig ist der Aufbau eines Serienresonanzkreises mit unterteiltem C; über R5 erfolgt die Rückkopplung aus dem Emitterkreis des Transistors. Wenn R5 zu klein ist, kommt die Schaltung ins Schwingen und arbeitet als NF-Oszillator. Der Eingang dieser Schaltung muß niederohmig sein (etwa 50 Ω), damit der Serienkreis entdämpft werden kann. Die Selbstinduktion L besteht aus einem M-20-Kern (*Mumetall*), der mit 0,1-mm-CuL bewickelt wurde. Dabei ergibt sich eine Induktivität von 2,5 H und ein Gleichstromwiderstand von 40 bis

50 Ω. Die Spulengüte beträgt demnach 10 bis 20. Ohne Entdämpfung ergeben sich Bandbreiten von 30 %, mit Entdämpfung von 0,5 bis 5 %. Die Eingangsspannung sollte unter 30 mV betragen, weshalb man das Filter in die Eingangsstufe des NF-Verstärkers legt. Zum praktischen Aufbau wurde eine Steckeinheit gewählt. Im Gehäuse eines Telegrafenrelais gelingt es die ganze Stufe unterzubringen.

In ähnlicher Weise kann man auch NF-Schmalbandfilter aufbauen, die zu Tonselektionszwecken oder bei Fernsteuerungen benutzt werden.

Bild 8 zeigt ein Filter für hochohmigen Abschluß, das einen kapazitiv eingekoppelten Parallelresonanzkreis darstellt. Mit der Spulengüte sind Bandbreite und Einschaltverlust gegeben. Es ist im NF-Gebiet schwer möglich, Güten über 10, bei Frequenzen um 800 Hz, zu erreichen. Dabei kann auch die Entdämpfung mittels Transistor helfen. Dazu ein kurzes Rechenbeispiel (siehe Veröffentlichung von Snamenski, Lotkowa).

Gefordert werden folgende Daten:

Mittenfrequenz f_0	1000 ± 1 Hz
3 dB-Bandbreite Δf	2 bis 3 Hz
Einschaltdämpfung	3 bis 5 dB

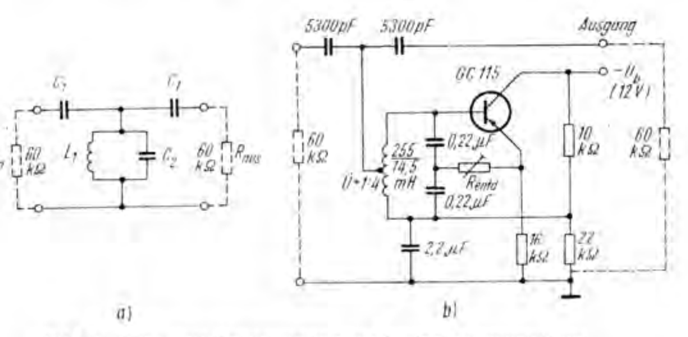


Bild 8 Filter mit Entdämpfung zur Verlustkompensation;
a — passive Filterschaltung, b — aktives Filter (Entdämpfung)

Selektion bei Verstimmung um ± 10 Hz	> 25 dB
Wellenwiderstand	60 kΩ
Eingangssignalspannung	≦ 300 mV

Zuerst wird das passive Filter berechnet.

Es ist

$$f_{s1} = f_o - \frac{\Delta f}{2} = 998{,}5\ \mathrm{Hz}\ ;$$

$$f_{s2} = f_o + \frac{\Delta f}{2} = 1001{,}5\ \mathrm{Hz}\ .$$

Die Güte $Q \triangleq \frac{f_o}{\Delta f} = 333$.

Die normierte Sperrfrequenz ergibt sich zu

$$\Omega_{sp} = \frac{f_{sp}}{f_o} = \frac{1010}{1000} = 1{,}01\ ;$$

für die Grenzfrequenzen f_{s1} und f_{s2} ergibt sich die Normierung $\Omega_1 = 0{,}9985$ und $\Omega_2 = 1{,}0015$;

das Verhältnis beider wird

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = 0{,}99\ ;$$

weiter ist noch

$$\eta = Q\left(\Omega_{sp} - \frac{1}{\Omega_{sp}}\right) = 333\ (1{,}01 - 0{,}99) \approx 6\ .$$

Die in Bild 8a dargestellte Schaltung erfüllt diese Beziehungen.

Nun werden die normierten Koeffizienten berechnet nach

$$\alpha_1 = 2 \cdot Q \cdot \Omega_1^2 = 2 \cdot 333 \cdot 0{,}998^2 = 663{,}3;$$

$$\beta_1 = \frac{1}{2\ Q} = 0{,}0015\ ;$$

$$\alpha_2 = \Omega_1 + \Omega_2 = 0{,}9985 + 1{,}0015 = 2\ .$$

Die Werte von L und C errechnen sich für den Wellenwiderstand von 60 kΩ zu

$$L = \frac{R}{2\,\pi\,f_0} = \frac{60 \cdot 10^3}{6{,}28 \cdot 10^3} = 9{,}66\ \mathrm{H}\,;$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot f_0 \cdot R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^3 \cdot 60 \cdot 10^3} = 2660\ \mathrm{pF}\,.$$

Die praktisch einzubauenden Werte des Filters sind dann schließlich:

$$L_1 = \beta_1 L = 9660 \cdot 0{,}0015 = 14{,}49\ \mathrm{mH};$$

$$C_2 = \alpha_1 C = 0{,}0266 \cdot 663{,}3 = 1{,}76\ \mu\mathrm{F};$$

$$C_1 = \alpha_2 C = 2660 \cdot 2 = 5300\ \mathrm{pF}.$$

Um ein besseres LC-Verhältnis zu bekommen, zapft man die Spule an und kommt zu der in Bild 8b dargestellten Version. Bei einem Übersetzungsverhältnis von $ü^2 = 17{,}6$ beträgt $ü^2 L_1 = 255$ mH und $\frac{C2}{ü^2} = 0{,}1\ \mu$F. Der Kreiskondensator wird aufgeteilt in zwei 0,22 μF in Serie, damit der Regelwiderstand für die Entdämpfung eingeschaltet werden kann. Bei Aufbringung der Spule auf einen Ferritschalenkern kann eine Güte von etwa 30 bis 40 erreicht werden (großer Schalenkern). Um die geringe Einschaltdämpfung zu erreichen, muß die Güte etwa um den Faktor k = 15 vergrößert werden. Der Entdämpfungswiderstand R_{entd} wird dann

$$R_{entd} = \frac{k}{k-1} \cdot \frac{2 \cdot f_0 \cdot L \cdot Q_k}{4} = 15\ \mathrm{k}\Omega\,.$$

Damit sind alle Größen der Schaltung berechnet.

Das Beispiel wurde deshalb so ausführlich gebracht, weil diese Art der Verlustkompensation auch bei ZF- und HF-Kreisen möglich ist.
Abschließend soll noch ein Problem behandelt werden, das oft bei der Telefoniemodulation von Kleinsendern auftritt; die Dynamikkompression. Wenn man das Mikrofon aus unter-

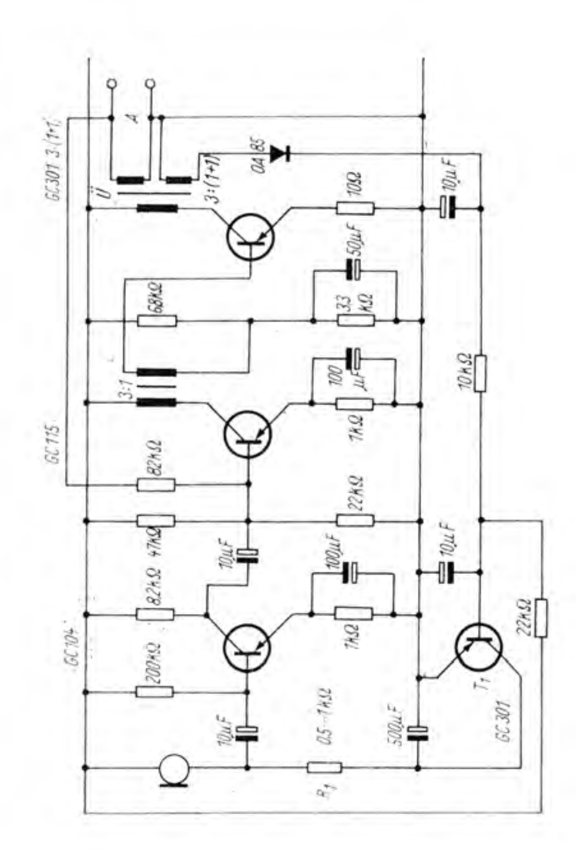


Bild 9 Modulationsverstärker mit Dynamikkompression

schiedlichen Abständen bespricht, ergeben sich schwankende NF-Spannungen, und damit ändert sich der Modulationsgrad des Senders. Als Folge wird Leistung verschenkt, wenn der Sender mit geringem Modulationsgrad arbeitet. So muß man eine Regelung im Modulationsverstärker vorsehen, damit dieser bei unterschiedlichen Eingangspegeln eine fast konstante Ausgangsspannung abgibt.

Dies kann beispielsweise über eine Rückwärtsregelung geschehen, wobei der Innenwiderstand von Transistoren parallel zum Signalweg im Verstärker geeignet verändert wird. Besonders einfach gestaltet sich die Dynamikkompression bei der Verwendung eines Kohlemikrofons (das übrigens auch heute noch in manchen Fällen seine Berechtigung hat, denn man begrenzt den Frequenzgang der NF ja später doch, und kein Amateur kann in den KW-Bändern Hi-Fi-Technik fahren), weil man dann nur den Mikrofonspeisestrom zu verändern braucht.

Eine Schaltung für einen kleinen Modulationsverstärker mit Regelung zeigt Bild 9. Das Mikrofon liegt in Reihe mit dem Widerstand R1 und der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors T1. Diese Strecke K – E ist wechselstrommäßig kurzgeschlossen durch den Parallelkondensator 500 μF. Sie wirkt also nur auf den Gleichstrom. Die Regelstufe erhält ihre Steuerspannung von der letzten Stufe her über eine Tertiärwicklung des Ausgangsübertragers. Der Kondensator 10 μF im Basiskreis von T1 bewirkt eine gewisse Zeitkonstante der Regelung. Es läßt sich ein Dynamikbereich von 1 : 100 ohne weiteres auf konstante Ausgangsspannung einstellen. Der zusätzliche Aufwand ist nicht groß.

Auch im Falle einer andersgearteten Signalquelle kann diese Art der Dynamikregelung bei Transistorverstärkern benutzt werden. Dies zeigt (mit Siliziumtransistoren) die Schaltung nach Bild 10. Es ist nur eine Regelstufe gezeichnet. Um einen Eingangsregelbereich von 40 dB überstreichen zu können, sind 2 derartige Stufen erforderlich. R1 bildet mit dem Transistor T1 einen variablen Spannungsteiler, dessen Teilerverhältnis vom Emitterstrom von T1 bestimmt wird. Am Ausgang des NF-Verstärkers ist ein Emitterfolger T4 an eine Anzapfung des

Bild 10 NF-Regelverstärker mit gesteuertem Spannungsteiler

Kollektorwiderstandes der Ausgangsstufe geschaltet. Dieser treibt den Regelgleichrichter niederohmig an. Die Regelspannung wird über ein Zeitkonstantenglied an die Basis des Regeltransistors T1 geführt. T1 ist spannungsgegengekoppelt für die NF. Eine in Flußrichtung liegende Si-Diode im Emitterkreis von T1 bewirkt einen verzögerten Einsatz der Regelung.
Während des Einschwingens der Regelung wird der Klirrfaktor vergrößert, jedoch im eingeschwungenen Zustand bleibt er bei etwa 2%. Da Si-pnp-Transistoren schwer erhältlich sind (Typ *SS 101* wird in Zukunft in der DDR nicht mehr gefertigt), wäre eine Umdimensionierung auf npn-Typen anzuraten. Dazu müssen die Speisepolarität, alle Elektrolytkondensatoren und die Dioden umgepolt werden. Weitere Änderungen erweisen sich als nicht erforderlich.

2.2. Oszillatoren

Neben Verstärkern aller Art spielen Oszillatoren als Baugruppen für Sender und Empfänger in der Amateurtechnik eine große Rolle. Man kann einen Oszillator als einen geeignet rückgekoppelten Verstärker ansehen.
Bild 11 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Oszillators. Den Kern bildet ein aktives Element — also ein Transistor — mit der Leistungsverstärkung V. Diesem wird ein frequenzbestimmender Resonator nachgeschaltet, der Verluste P_r hat. Das

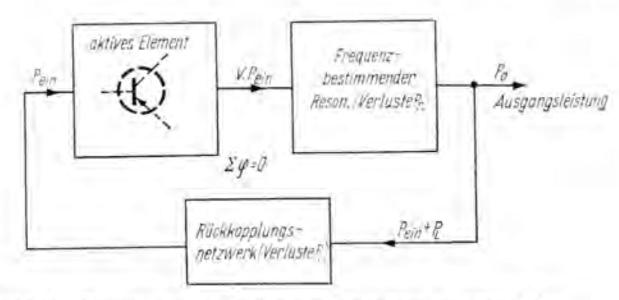


Bild 11 Prinzipieller Aufbau eines Oszillators — Angabe der Funktionsblöcke

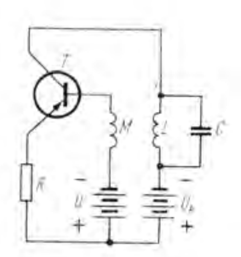


Bild 12
Schaltung eines einfachen, induktiv rückgekoppelten NF-Oszillators

Rückkopplungsnetzwerk mit den Verlusten P_1 verbindet Ausgang mit Eingang. Die Leistung P_0 gelangt an den Lastwiderstand. Die Schleifenverstärkung soll für stabile Schwingungserzeugung 1 und der Gesamtphasenwinkel 0 sein (*Barkhausen*-Kriterium). Damit die Verstärkung 1 wird, muß das aktive Element eine Amplituden-Nichtlinearität aufweisen, der Oszillator also bei hohen Amplituden begrenzen.
Bild 12 zeigt die Schaltung eines einfachen, induktiv rückgekoppelten NF-Oszillators. Der Oszillator arbeitet in Emitterschaltung, die Schwingfrequenz ergibt sich aus der Formel

$$f_{gen} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Die Größe des Kopplungsfaktors zwischen Kollektor- und Basiskreis beeinflußt die Verzerrungsfreiheit der erzeugten Schwingungen. Es leuchtet ein, daß dieser Oszillator bei sehr fester Kopplung einen Sperrschwinger darstellt. Der geringstmögliche Kopplungsfaktor bei dem noch Schwingungen erzeugt werden, beträgt annähernd:

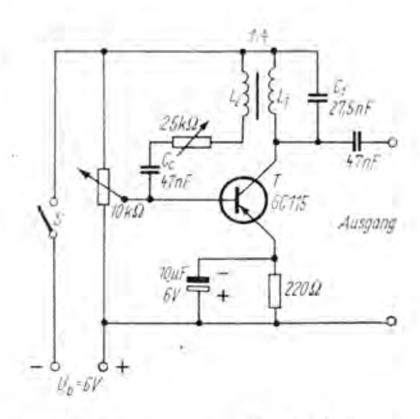
$$M_{min} \approx \frac{L}{\alpha_0 r_k} \cdot \frac{r_k}{R_{res}} [r_e + r_b(1 - \alpha_0)] + r_e + r_b;$$

r_b, r_e und r_k — Elemente des r-Ersatzschaltbilds,

$R_{res} = \frac{L}{RC}$ — Resonanzwiderstand des Kreises.

Im Gegensatz zur Elektronenröhre muß beim Transistor immer eine Steuerleistung vorhanden sein. Diese ist zwar annähernd

Bild 13
Oszillator für 1000 Hz



β^2mal kleiner als die Ausgangsleistung, aber durch den aussteuerungsabhängigen Eingangswiderstand des Basiskreises ergibt sich eine *phasenabhängige Dämpfung*. Daraus resultieren Verzerrungen der erzeugten Sinusspannung, weil bei momentan kleinen Basis- bzw. Kollektorströmen die Eingangsimpedanz groß — und damit die Bedämpfung des Schwingkreises gering —, bei großen Basisströmen dagegen klein ist. Man vermeidet die Verzerrungen durch 2 Maßnahmen:

- Stromsteuerung des Basiskreises (Vorwiderstand geeigneter Größe),
- Gegenkopplung.

Bild 13 zeigt einen Oszillator für 1000 Hz, der auch als Morsesummer eingesetzt werden kann, bei dem die genannten Linearisierungsmaßnahmen angewandt wurden. Der Widerstand im Emitterkreis dient zur gleichstrommäßigen Gegenkopplung, die Einstellung der Basisvorspannung geschieht mit dem 10-kΩ-Potentiometer, die Stromsteuerung mittels 25-kΩ-Stellwiderstand auf geringste Verzerrungen (oszillografisch kontrollieren!). Die Anfertigung der Spule erfolgt auf einem Ferritschalenkern 26 × 16 mm² optimal mit 800 Wdg., 0,1-mm-CuL, auf der Kreis- und 200 Wdg., 0,1-mm-CuL, auf der Basisseite. CI ist so zu wählen, daß die gewünschte Frequenz erzeugt wird.

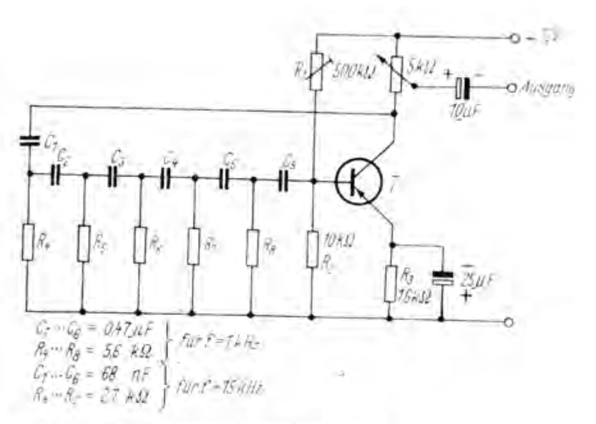


Bild 14 RC-Phasenschieber-Oszillator

Im NF-Gebiet werden nun nicht nur LC-Oszillatoren, sondern auch RC-Oszillatoren eingesetzt. Eine sehr einfache Form des Sinusoszillators stellt der Phasenschiebergenerator dar.
Bild 14 zeigt eine erprobte Schaltung. Die Hochpaßkette ist 5gliedrig, und der Transistor sollte eine Stromverstärkung $\beta > 50$ haben. Mit Hilfe von R1 wird der Arbeitspunkt eingestellt, die Ausgangsspannung ist mit dem Potentiometer 5 kΩ regelbar. Schaltet man diesem Generator eine A-Endstufe für etwa 50 mW nach, dann läßt er sich als Morseübungssummer für eine große Anzahl von Kopfhörern verwenden.
Eine weitere *RC-Oszillatorschaltung* ist der *RC-Brückengenerator*. Dieser läßt sich abstimmbar als einfacher Tongenerator aufbauen, nach der Schaltung Bild 15.
Die *Wien*-Brücke wird mittels Doppeldrahtpotentiometer 2 × 5 kΩ fein, und über schaltbare Kondensatoren grob, in der Frequenz abgestimmt. Der 3stufige Verstärker wurde direkt gekoppelt und gleichstrommäßig stark gegengekoppelt. Für Wechselstrom gilt die Gegenkopplung durch den Elektrolytkondensator 1000 µF als aufgehoben. Direkt vom Emitter von T3 wird der *Wien*-Brücke die Rückkopplungsspannung zugeführt. Die im Rückkopplungskreis liegende Glühlampe (Metallfadenlampe – hat im kalten Zustand einen kleineren

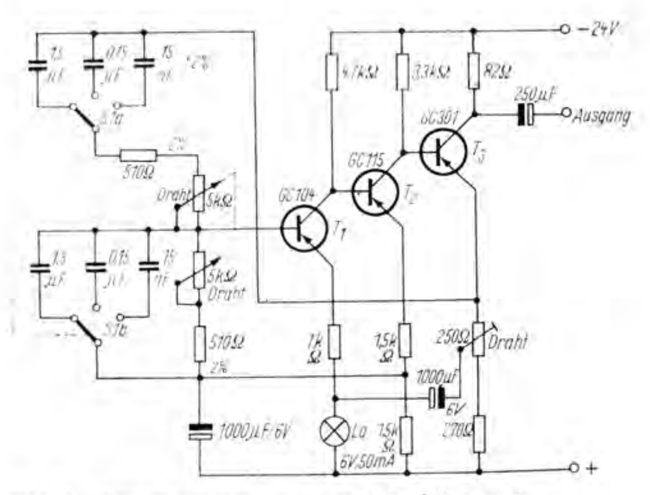


Bild 15 *Wien*-Brückentongenerator für den NF-Bereich

Widerstand als im geheizten Zustand) wirkt als amplitudenabhängige Gegenkopplung, d. h., bei steigender Ausgangsspannung wird der Strom durch die Glühlampe vergrößert und damit ihr Widerstand ebenfalls, was zu einer Erhöhung der Gegenkopplung und einer damit einhergehenden Verkleinerung der Ausgangsspannung führt. Das Regelpotentiometer 200 Ω ist so einzustellen, daß die Ausgangsspannung etwa 1 V beträgt. Bei einer Speisespannung von 24 V fließt ein Gesamtstrom von rund 60 mA in diesem Tongenerator. Sein Frequenzbereich umfaßt 3 Teilbereiche, aufgeteilt in: 20 ··· 200 Hz, 200 Hz ··· 2 kHz und 2 ··· 20 kHz.

Bei Hochfrequenzoszillatoren finden wir einen ähnlichen Aufbau. Stellt man wie in Bild 11 den Oszillator vereinfacht dar, so kann man alle Arten auf diese Prinzipschaltung zurückführen, ähnlich, wie vorn grundsätzlich erläutert.

Bild 16 zeigt die für den Amateur wichtigen HF-Grundschaltungen. In Teilbild a wird nochmals das Blockschaltbild dargestellt; Verstärker- und Rückkoppelvierpol sind klar zu er- [illegible] ert einen *Colpitts*-Oszillator; C1 – C2

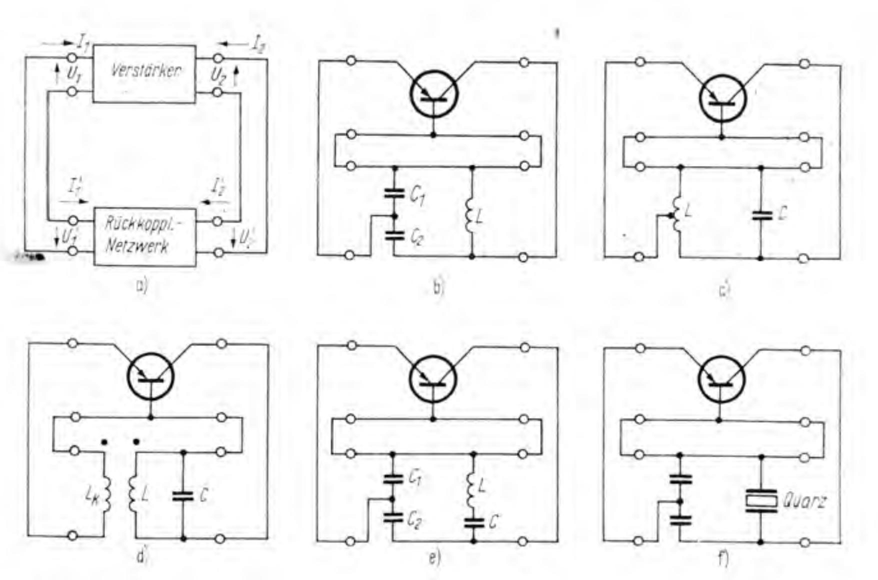


Bild 16 Grundschaltungen von HF-Oszillatoren;

a — Prinzip des Oszillators, b — *Colpitts*-Oszillator, c — *Hartley*-Schaltung mit angezapftem L, d — induktiv gekoppelter *Hartley*-Oszillator, e — Clapp-Oszillator, f — *Quarz*-Oszillator

bilden den kapazitiven Teiler. Teilbild c zeigt die *Hartley*-Schaltung mit angezapftem L und im Teilbild d wird sie mit induktiver Kopplung dargestellt. Der *Clapp*-Oszillator ist durch einen Serienresonanzkreis im Rückkoppelzweig gekennzeichnet — dies zeigt Bild 46e. Schließlich wird im Teilbild f noch der *Quarz*-Oszillator gezeigt.

In Oszillatoren hat der LC-Schwingkreis folgende Aufgaben:
Festlegung der Schwingfrequenz
Wirkung als Rückkopplungsnetzwerk.
Festlegung der Stabilität des Oszillators bezüglich Temperatur.
Der Kreis ist Teil des Ankopplungsnetzwerks für den Lastwiderstand.
Der Kreis legt den Wirkungsgrad des Oszillators fest.

Bei der Auswahl der Kreiselemente muß man auf die Stabilität der Parameter dieser Bauelemente achten. Die stabilsten Kondensatoren sind Glimmerkondensatoren. Keramische Kondensatoren haben den Vorteil, daß sie mit unterschiedlichem Temperaturkoeffizienten erhältlich sind. Es bleiben noch für geringere Ansprüche bezüglich der Umgebungstemperatur Kunstfoliekondensatoren. Bei der Spule ist auf stabilen mechanischen Aufbau zu achten. Am stabilsten sind einlagige Zylinderspulen mit eingebrannter Silberwicklung. Kupferdraht, mit Zug auf einen Keramikkörper gewickelt, ist ebenfalls brauchbar. Die Temperaturdrift eines guten LC-Kreises liegt in der Größenordnung von $\frac{dF}{dT} = 4 \cdot 10^{-5}/°C$. Bei Verwendung eines Quarzes kann die Drift auf $\frac{1}{1000}$ dieses Wertes verringert werden. Wird der Quarz in einem Thermostaten betrieben, so ergeben sich Driftwerte von $10^{-8}/°C$. Die Dimensionierung eines HF-Oszillators geht nun folgendermaßen vor sich:

Man wählt nach dem Datenblatt einen Transistor aus, der bei der gewünschten Frequenz genügend Verstärkung aufweist und der die geforderte Ausgangsleistung abgeben kann.
Man bestimmt die zu verwendende Schaltung und legt den Gleichstromarbeitspunkt fest (samt Temperaturstabilisierung des Arbeitspunkts).

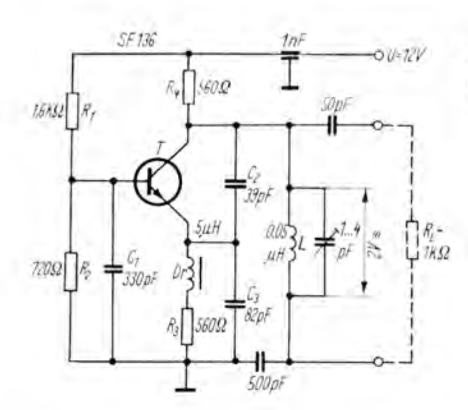


Bild 17
Colpitts-Transistoroszillator für UKW-Frequenzen

Man berechnet den Schwingkreis sowie die Rückkopplung und Lastankopplung.
Nach dem praktischen Aufbau gleicht man die Rückkopplung und den Arbeitspunkt so ab, daß der Oszillator leicht anschwingt, optimalen Wirkungsgrad und gute Stabilität hat.
Mittels Trimmer gleicht man dann die Oszillatorfrequenz auf den Sollwert ab und führt den Test der Speisespannungsabhängigkeit durch.
Als Beispiel soll ein Oszillator für 136 MHz dimensioniert werden. An einem Lastwiderstand von 1 kΩ will man eine HF-Spannung von 2 V erzeugen. Die Speisespannung soll 12 V betragen.
Als Transistor wird nach Datenblatt der Si-npn-HF-Transistor *SF 136* gewählt. Er hat bei $U_K = 5$ V und $I_K = 5$ mA ein f_T von 0,5 GHz, was genügend weit oberhalb der Arbeitsfrequenz liegt. Als Schaltung für den VHF-Oszillator kann die *Colpitts*-Schaltung nach Bild 17 gewählt werden. Zuerst wird der Arbeitspunkt festgelegt. An R3 soll eine Spannung von 3 V abfallen, das ergibt für R3 $\frac{3\ \text{V}}{5\ \text{mA}} = 600\ \Omega$. Den Querstrom durch den Basisspannungsteiler wählt man mit 5 mA. Damit wird nun $R2 = \frac{U_E + U_{BE}}{I_K} = 3{,}6/5\ \text{mA} = 720\ \Omega$. Die Span-

nung über R1: 12 V − 3,6 V = 8,4 V. Wenn der Basisstrom etwa 300 μA beträgt, wird $R1 = \frac{8,4\ V}{5,3\ mA} = 1,6\ k\Omega$. Der Kollektorwiderstand:

$R4 = \frac{3\ V}{5\ mA} = 600\ \Omega$. R2 muß nun für HF-Spannungen überbrückt werden. Der Widerstand des Kondensators soll bei der Schwingfrequenz etwa 5 Ω betragen, das gibt angenähert C = 330 pF. Damit bei 136 MHz keine Resonanz auftritt, muß dieser Kondensator mit kürzestmöglichen Anschlüssen eingelötet werden. Die Kollektorzuleitung wird über einen Durchführungskondensator geführt. Das Kapazitätsverhältnis $\frac{C2}{C3}$ wurde experimentell zu 0,47 gefunden. Wählt man C3 = 82 pF, dann gilt: C2 = 0,47 · 82 = 39 pF. Die resultierende Kreiskapazität beträgt $\left(C = \frac{C2 \cdot C3}{(C2 + C3)}\right)$ 26 pF. Damit ergibt sich L zu 0,05 μH. Der genaue Wert der Frequenz kann mit dem Trimmer eingestellt werden. Näheres über die Ausführung der Spule entnimmt man Spulentabellen (ungefährer Wert 2 bis 3 Wdg., 1-mm-Cu, versilbert, mit 8 mm Durchmesser). Der Wirkungsgrad dieses Oszillators beträgt etwa 3 %.

In ähnlicher Weise lassen sich alle Arten von Oszillatoren bemessen. Als praktisches Beispiel sei noch die Schaltung eines stabilen VFOs für das 80-m-Band angegeben.

Bild 18 zeigt den Aufbau, T1 schwingt in Basisschaltung, der Schwingkreis ist kollektorseitig zu $\frac{2}{3}$ angekoppelt, die Rückkopplung wird kapazitiv eingestellt. L1 soll eine Leerlaufgüte von 200 bis 300 haben, sie wird auf einen Polystyrolkörper von 25 mm Durchmesser mit 1-mm-Cu (versilbert) gewickelt, die Windungszahl beträgt näherungsweise 25. Bei $\frac{1}{4}$ liegt die Anzapfung für die Pufferstufe, die in Emitterschaltung arbeitet. Durch sie sollen Lasteinwirkungen auf den Oszillator vermieden werden. Die Transistoren sind gleichstrommäßig stark

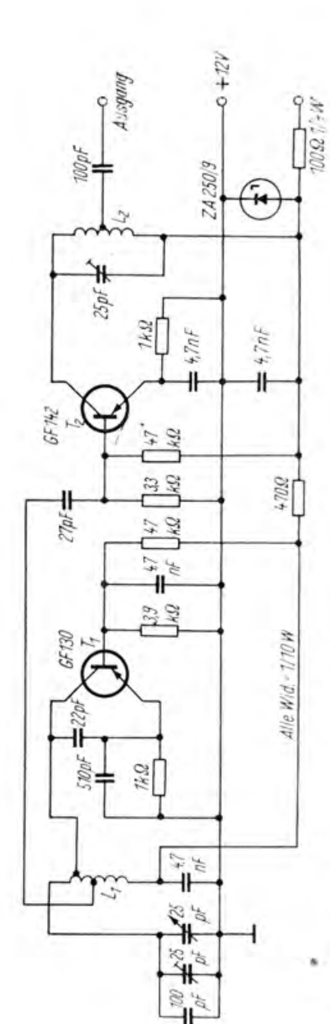


Bild 18 Stabiler VFO für das 80-m-Band

gegengekoppelt. Die Speisespannung wird über eine Zenerdiode auf 9 V stabilisiert, sie beträgt 12 V (ungeregelt). Die Frequenzstabilität kann durch Verwendung eines *kalten Thermostaten* noch erhöht werden (Oszillator in Schaumpolystyrol und in ein starkwandiges Aluminiumgehäuse einbauen).

In der Amateurpraxis spielt der Griddipper eine große Rolle. Hier soll noch eine Schaltung für einen Transistordipper ohne Spulenangaben für den Bereich 2 ··· 100 MHz angegeben werden. T1 arbeitet als Oszillator wieder in Basisschaltung, die Rückkopplung erfolgt zwischen Kollektor und Emitter kapazitiv. Die am Schwingkreis stehende HF-Spannung wird über eine Diode gleichgerichtet und in einer Gleichstromverstärkerstufe weiterverstärkt. Das Instrument I zeigt den Dip bei Entzug von Energie durch einen angekoppelten Schwingkreis an.

Die Spule führt man am besten als Steckspule (Bild 19) aus. Der Stromverbrauch bei einer Speisespannung von 6 V beträgt etwa 3 mA.

Der *Transistordipper* kann als kleines, handliches Gerät mit eingebauter Batterie ausgelegt werden.

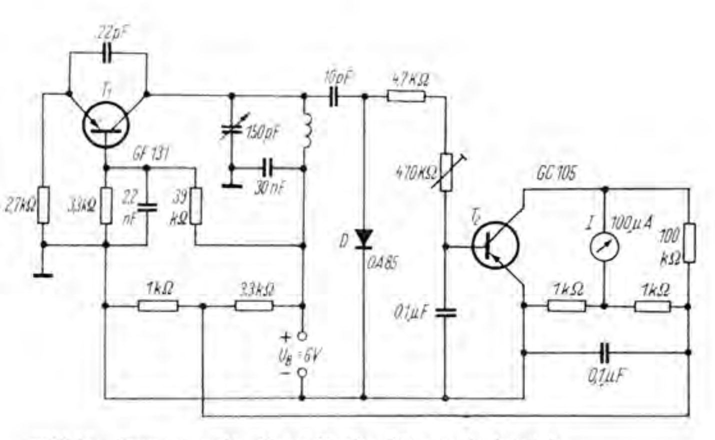


Bild 19 Transistor-Dip-Meter für den Kurzwellenbereich

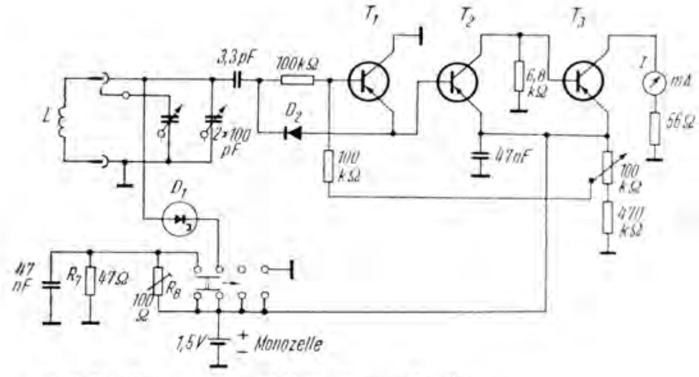


Bild 20 Tunneldipper *HM-10* (Firma Heath)

Die Schaltung eines *Tunneldippers* zeigt Bild 20. Es handelt sich um den Typ *HM-10* der Firma Heath (USA). Der Meßkreis hat 6 Steckspulen und überdeckt den Frequenzbereich 3 ··· 260 MHz. Über den Kontakt k wird in den niederfrequenten Bereichen ein Drehkondensatorpaket zugeschaltet. Die Farbe der Steckspule und der zugehörigen Frequenz-Trommel-Skala korrespondieren. Die Tunneldiode D1 erhält ihre erforderliche Vorspannung über den Spannungsteiler R7—R8 aus der Speisespannung von 1,5 V. Über C1 wird die HF-Energie des durch D1 zum Schwingen gebrachten Kreises (die Tunneldiode koppelt einen negativen Widerstand in den Kreis ein) der Gleichrichterdiode D2 zugeführt, gleichgerichtet und in einem 3stufigen Transistorgleichspannungsverstärker so weit verstärkt, daß das Milliamperemeter I einen entsprechenden Ausschlag zeigt. In Schalterstellung *Diode* erfolgt das Abschalten der Tunneldiode; und das Gerät arbeitet als Absorptionsfrequenzmesser. Mit R4 kann der Zeigerausschlag entsprechend eingeregelt werden, was das Ablesen erleichtert. Der Gesamtstromverbrauch bei 1,5 V beträgt 5 mA, die Abmessungen sind 146 mm × 71 mm × 106 mm.

Da eine praktische Schaltung mit einer Tunneldiode beschrieben wurde, soll noch einiges allgemein zu Tunneldiodenoszillatoren gesagt werden.

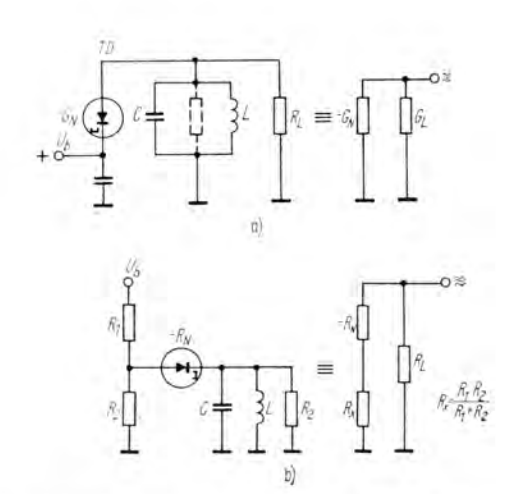


Bild 21 Tunneldiodenoszillatoren; a — Tunneldiodenoszillator in Parallelschaltung, b — Serien-Parallel-Tunneldiodenoszillator

Der Ast der Kennlinie zwischen Höcker und Tal in Durchlaßrichtung weist eine Steigung auf, die nach $\frac{di}{du} = -G_N$ einem negativen Leitwert entspricht. Der negative Widerstand als Kehrwert wird $R_N = \frac{1}{-G_N}$.

Es gibt zwei Grundschaltungen für Tunneldiodenoszillatoren, die Parallelschaltung und die Serienparallelschaltung. Bild 21 zeigt beide Arten mit den zugehörigen Ersatzschaltbildern. Aus der Ersatzschaltung

a) kann man die Schwingbedingung ableiten zu

$$-G_N + G_L \leq 0; \text{ d. h. } G_N \geq G_L .$$

Führt man die Werte des Schwingkreises ein, so kann auch geschrieben werden

$$R_N \leq Q \omega L .$$

Für den Serien-Parallel-Oszillator nach

b) folgt entsprechend

$$G_{ges} = \left(\frac{1}{R_L}\right) + \frac{1}{R_X - R_N} \leqq 0;$$

und damit auch $R_X < R_N \leqq R_X + R_L$. Dabei ist $R_L = Q\,\omega\,L$. Die mit einem Tunneldiodenoszillator erzeugbare Leistung beträgt angenähert

$$P_{max} = \frac{(I_h - I_t)^2 \cdot |R_n|}{8};$$

P_{max} = I_h — Höckerstrom in Ampere,
I_t — Talstrom in Ampere,
R_n — negativer Widerstand der Tunneldiode.

Beispiel: $I_h = 1$ mA, $I_t = 0{,}1$ mA, $|R_n| = 120\,\Omega$ ergibt

$$P_{max} = \frac{(0{,}9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 120}{8} \approx 12\,\mu W.$$

Daraus ist zu ersehen, daß die Leistungen überwiegend im Mikrowattgebiet liegen, und damit sind TD-Oszillatoren nur als Steuerstufen oder bei einfachen drahtlosen Mikrofonen verwendbar.

Bild 22 zeigt einen TD-Quarzoszillator bei etwa 40 MHz. Der Serienwiderstand des Quarzes beträgt 14 Ω; die Anpassung erfolgt über ein Transformationsglied (*Collins*-Filter) mit 35 Ω Wellenwiderstand auf $R_N = 120\,\Omega$. Damit der Oszillator ohne Quarz nicht anschwingt, ist die Parallelschaltung von R1 und R2 kleiner als $0{,}71\,Z_f = 53\,\Omega$ zu wählen.

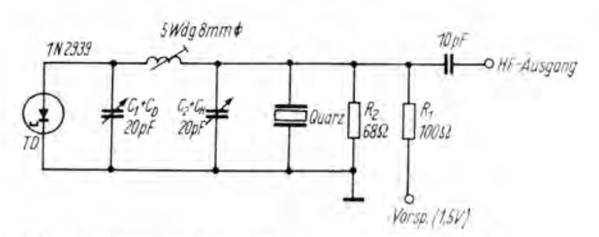
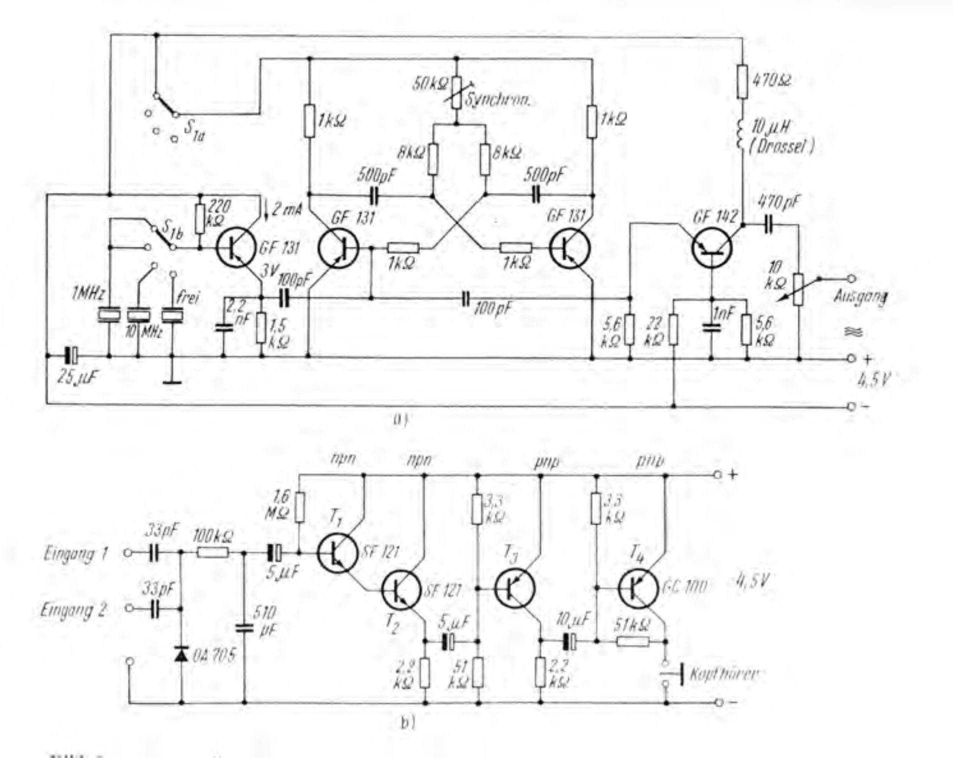


Bild 22 Quarzoszillator, 40 MHz, mit Tunneldiode

Zum Abschluß des Kapitels über Transistoroszillatoren sollen noch einige praktische Schaltungen beschrieben werden. Zunächst ist bei jeder Amateurfunkstation ein Quarzkalibrator von Vorteil, den man zur Frequenzmessung noch mit einem Mischer und einem Differenzfrequenzverstärker ausrüstet.
Bild 23 zeigt eine erprobte Schaltung. Der *GF 131* (oder *AF 125*) arbeitet in aperiodischer Oszillatorschaltung mit 3 wahlweise einschaltbaren Quarzen: 10 MHz, 1 MHz und eine freie Frequenz für UKW. Wenn der 1000-kHz-Quarz eingeschaltet ist, wird gleichzeitig ein auf 100 kHz schwingender Multivibrator mit 2 Transistoren *GF 131* synchronisiert, so daß ein oberwellenreiches 100-kHz-Spektrum entsteht. Eine Ausgangsstufe in Basisschaltung verstärkt das Gemisch; die Ausgangsamplitude ist über ein 10-kΩ-Potentiometer einstellbar. Die Drossel 10 μH im Kollektorkreis hebt die Verstärkung bei hohen Frequenzen an. Bei Schalterstellung 1 MHz wird der Spektrum-MV abgeschaltet, die beiden anderen Stellungen sind 10 MHz und eine freie Quarzfrequenz. Führt man die Quarzfrequenz über Bu1 und die unbekannte Frequenz über Bu2 der Diode D1 zu, dann kann der Schwebungspfiff im nachgeschalteten NF-Verstärker verstärkt und mittels Kopfhörer abgehört werden. Die Schaltung wird mit Si-Transistoren in der Eingangsstufe bestückt ($\beta = 50$, $P_{tot} = 100$ mW). Ein derartiges Frequenzmeßgerät bietet hohe Genauigkeit trotz einfachen und billigen Aufbaus.
Für UKW-Geräte betreibt man Quarzoszillatoren in Obertonschaltung. Bild 24 zeigt einen Transistorobertonoszillator für f = 116 MHz. Der benutzte Quarz hat eine Grundfrequenz von 38,666 MHz. In dieser Schaltung schwingen nicht alle Quarze. Mit L_p wird die Halterungskapazität des Quarzes weggestimmt; C1 gleicht den Phasenwinkel der Steilheit des Transistors bei Hochfrequenzen aus. Mit C2 erfolgt die Kopplung der erzeugten HF an die Mischstufe. Als Transistor ist der *GF 142* gut geeignet. Obertonoszillatoren verringern den Aufwand bei quarzgesteuerten VHF-Sendern beträchtlich, so daß man einige Abgleicharbeit bis zum optimalen Arbeiten gern in Kauf nimmt.
Für abstimmbare Steueroszillatoren von 2-m-Band-Sendern


470Ω
10 μH
(Drossel)
470pF
GF 142
10 kΩ
Ausgang
≋
+
4,5V
−
5,6 kΩ
1nF
22 kΩ
5,6 kΩ
1kΩ
GF 131
500pF
1kΩ
8kΩ
50kΩ
Synchron.
8kΩ
100pF
500pF
1kΩ
GF 131
1kΩ
a)
2 mA
GF 131
3V
100pF
1,5 kΩ
2,2 nF
220 kΩ
S_{1a}
S_{1b}
frei
10 MHz
1MHz
25 μF
pnp
pnp
npn
npn
+
4,5V
T_4
GC 100
51kΩ
Kopfhörer
−
3,3 kΩ
10 μF
2,2 kΩ
T_3
3,3 kΩ
51 kΩ
5 μF
SF 121
T_2
2,2 kΩ
b)
T_1
SF 121
1,6 MΩ
5 μF
510 pF
100kΩ
OA 705
33pF
33pF
Eingang 1
Eingang 2

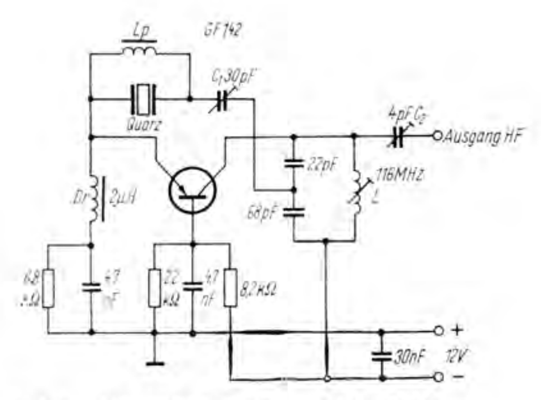


Bild 24 Quarzobertonoszillator für 116 MHz

wendet man oft das Super-VFO-Prinzip an. Dabei wird die veränderbare Ausgangsfrequenz durch Mischung einer Quarzfrequenz mit einer variablen Frequenz im langwelligen KW-Band hergestellt. Dann filtert man die Summen- oder Differenzfrequenz aus und vervielfacht sie bis in den gewünschten Frequenzbereich. In Verbindung mit dem stabilen Quarzoszillator wirken sich Frequenzänderungen des variablen Oszillators nur gering aus, so daß man durch dieses Prinzip die Vorteile des Quarzoszillators (hohe Frequenzstabilität) mit denen des VFO (Abstimmbarkeit und Stabilität bei niedrigen Frequenzen) kombinieren kann.

In Bild 25 wird eine Steuerschaltung nach *OK 1 AIY* angegeben, die als CO und als VFO arbeiten kann. Der Einsatz von T1 erfolgt als Quarzoszillator in Emitterschaltung. Je nach Resonanzfrequenz des Kollektorkreises schwingt der Quarz, dessen Frequenz mit der des Kollektorkreises übereinstimmt. T3 ist der durchstimmbare Oszillator in Basisschaltung, mit C_a wird der Kreis abgestimmt. Durch die Trennstufe T4 und durch Stabilisation der Betriebsspannung erreicht man hohe Frequenzstabilität. Dabei sollte man den VFO sehr gut stabilisieren (evtl. getrennt geregeltes Netzteil). C_{v1} dient zur An-

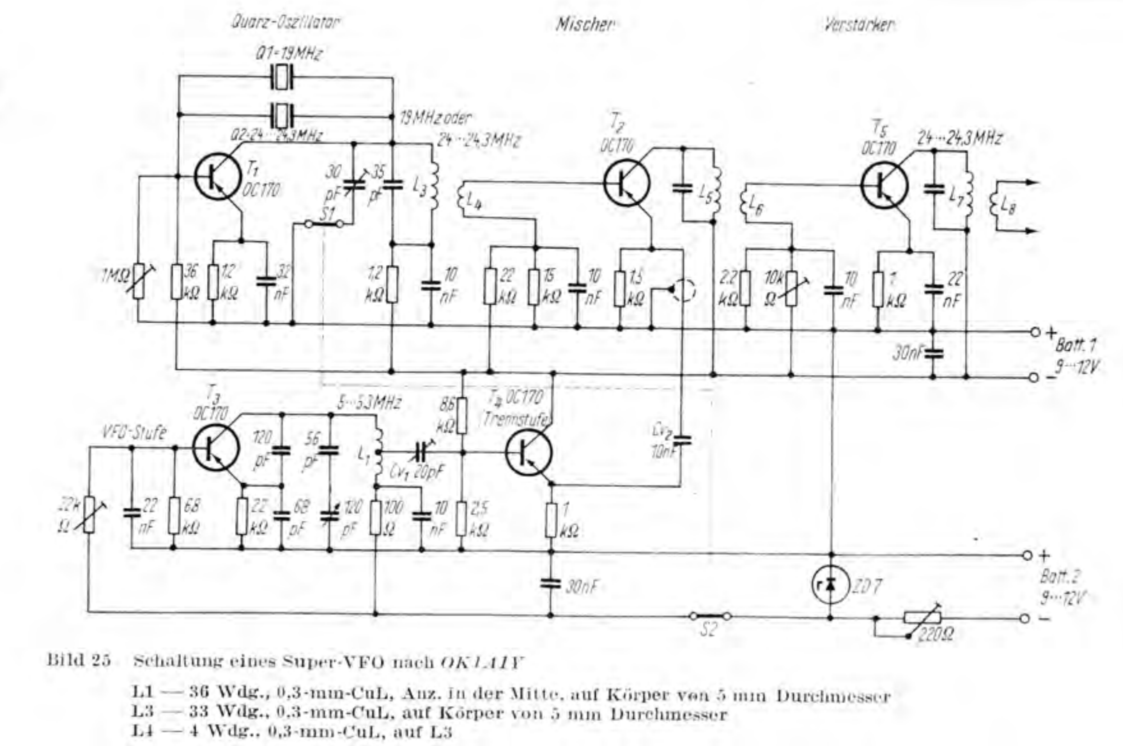


Bild 25 Schaltung eines Super-VFO nach *OK1A1Y*

L1 — 36 Wdg., 0,3-mm-CuL, Anz. in der Mitte, auf Körper von 5 mm Durchmesser
L3 — 33 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Körper von 5 mm Durchmesser
L4 — 4 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf L3

kopplung der in Kollektorschaltung arbeitenden Pufferstufe. Er wird so eingestellt, daß die Mischstufe T2 eine Basis-Emitter-Steuerspannung von 100 bis 200 mV vom VFO erhält. In die Basis von T2 speist man die HF-Spannung des Quarzoszillators ein. Als Summenfrequenz dieser beiden siebt man im Kollektorkreis eine neue Frequenz aus und vervielfacht sie entsprechend weiter.

Die Leistungsabgabe der Mischstufe reicht für die Ansteuerung von Vervielfacherstufen nicht aus, deshalb schaltet man eine Verstärkerstufe mit T5 nach. Soll T1 als Quarzoszillator gefahren werden, so wird mit Umschaltung des Kollektorkreises auch der VFO abgeschaltet. Als Quarz eignet sich ein 8-MHz-Schwinger, der auf der 3. Harmonischen schwingt. Beim praktischen Aufbau ist auf gute mechanische Stabilität — vor allem des VFOs — zu achten. Die metallische Abkapselung der Oszillatoren ist zu gewährleisten, die Arbeitspunkte der Transistoren sollten temperaturkompensiert werden.

Eine moderne Art der Abstimmung des VFOs ist die Benutzung von Kapazitätsdioden (Varicaps). Die Fernbedienung des VFOs bietet sich dann als Vorteil an. Die Diode soll eng mit dem frequenzbestimmenden Kreis zusammengebaut werden, während das Potentiometer für die Einstellung der Vorspannung davon abgesetzt, an einer günstigen Stelle der Frontplatte angeordnet ist. Benutzt man ein Mehrwindungspotentiometer (Fa. O. Heine, Dresden), dann kann eine digitale Skala mit guter Ablesemöglichkeit benutzt werden.

Um Änderungen der Umgebungstemperatur von den frequenzbestimmenden Bauelementen fernzuhalten, baut man den Oszillator in einen „kalten Thermostaten" ein. Dadurch wird erreicht, daß schnelle Temperaturschwankungen die frequenzbestimmenden Glieder nicht gefährden — der Thermostat ist also eine Art *Wärmetiefpaß*. Der Einbau des Oszillators geschieht zweckmäßig in ein dickes Aluminiumgehäuse (ganz findige Amateure benutzen einen Autokolben, den sie entsprechend abdrehen und mit einem Deckel versehen), das wiederum von einem wärmeisolierenden Material umgeben ist. Als Isolation eignet sich Schaumpolystyrol, wie es für Verpackungszwecke benutzt wird. Dieses Material umgibt weiter-

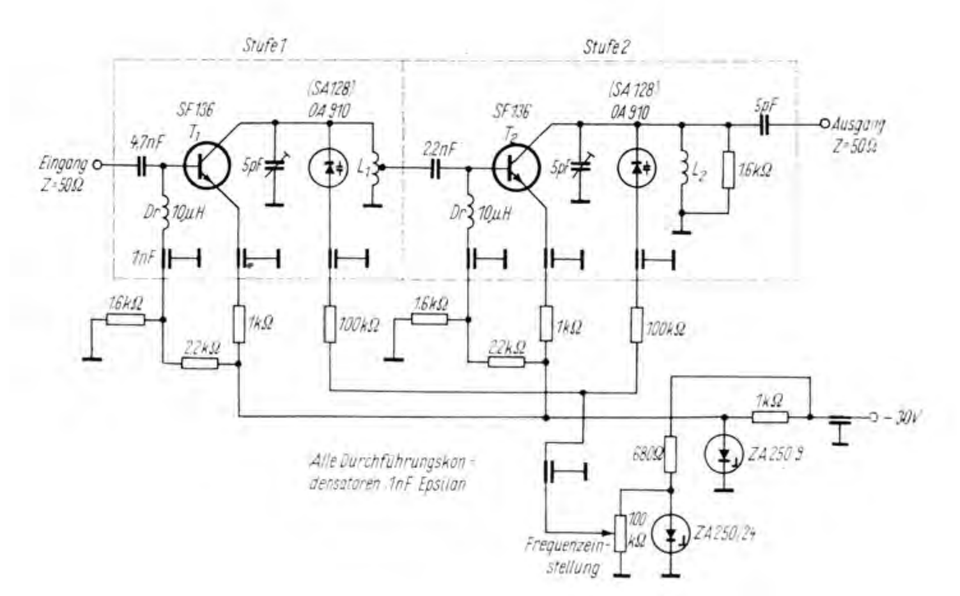


Bild 26 Mit Kapazitätsdioden abstimmbarer HF-Verstärker für den 30-MHz-Bereich

hin ein Messingblechgehäuse. Die Zuleitungen ins Innere sollten kleinen Querschnitt haben, damit keine Wärmeableitung über die Drähte das innere Wärmegleichgewicht stört.
In Bild 26 ist die Schaltung eines mit Kapazitätsdioden abstimmbaren HF-Verstärkers im 30-MHz-Gebiet dargestellt. Mit den Trimmern 5 pF kann der Gleichlauf der Kreise beeinflußt werden. Die benutzten Dioden sind vor dem Einbau auf gleiche Spannungsfrequenz- bzw. Spannungskapazitätsvariation auszusuchen. Die Maximalkapazität der Dioden liegt zwar bei rund 25 pF; man sollte aber zur Verhinderung einer Selbstgleichrichtung eine Grundvorspannung von 2 bis 3 V an den Dioden in Sperrichtung stehenlassen. Damit wird dann die Variation etwa 2 : 1 – also beispielsweise 5 bis 10 pF. Durch Vorwiderstände an beiden Seiten des Frequenzabstimmpotentiometers läßt sich der Frequenzbereich gegebenenfalls einengen. Die Schaltung gestattet eine Verstärkung von etwa 40 dB. Alle HF-Teile sind in einem Kupferblechabschirmgehäuse angeordnet; die Speiseleitungen werden über Durchführungskondensatoren nach außen geführt, Ein- und Ausgangsbuchsen sind Koaxialsteckverbindungen.
Mit DDR-Kapazitätsdioden ist eine elektronische Abstimmung bis ins 2-m-Band durchführbar; der Serienwiderstand beträgt rund 3 Ω, so daß die Kreisdämpfung auch bei 144 MHz nicht zu groß wird. Man schaltet bei hohen Frequenzen besser 2 Kapazitätsdioden gegeneinander in den Kreis und führt die Steuerspannung über eine Drossel in der Mitte zwischen den beiden Dioden zu. Sie liegen dann HF-mäßig in Serie und gleichstrommäßig parallel. Bei dieser Zweidiodenschaltung ist auch die Kreuzmodulationsfestigkeit besser und die Gefahr der Selbstgleichrichtung geringer.
Bild 27 zeigt einen Leistungsoszillator in abgewandelter *ECO*-Schaltung mit dem Si-npn-Transistor *BSY 53*. Bei 28 V Betriebsspannung kann eine HF-Leistung von 0,5 W erzeugt werden. In diesem Fall ist es günstig, die Plusseite der Speisequelle zu erden, denn der Kollektor kann dann direkt mit Masse verbunden sein (Wärmeabführung).
In jüngster Zeit nimmt die Bedeutung von Oszillatoren mit Feldeffekttransistoren in der internationalen Schaltungs-

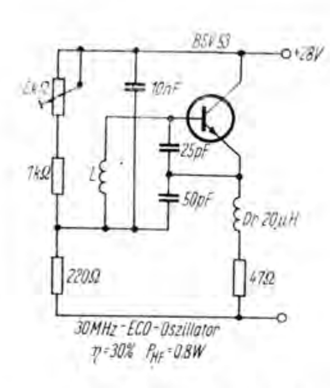


Bild 27
30-MHz-ECO-Oszillator, $\eta = 30\,\%$, $P_{HF} = 0{,}8$ W
(*BSY 53 ≈ SF 123*)

technik zu. Die in der UdSSR entwickelten Bauelemente werden *Unitroden* bzw. *Feldtransistoren* genannt, in den USA heißen sie FETs. Daher erscheint es nicht verfrüht, einige Grundregeln der Dimensionierung von FET-Oszillatoren zu bringen, obwohl diese Bauelemente dem Amateur noch nicht zur Verfügung stehen. Da diese Bauelemente einen hochohmigen Gatekreis besitzen, kann mit einer „röhrenentsprechenden" Betrachtungsweise viel erreicht werden. Die Elektroden der FETs heißen *Gate*, *Source* und *Drain*, wobei man annähernd *Gate* = Basis, *Source* = Emitter, *Drain* = Kollektor setzen kann.

Folgende Probleme treten bei der Dimensionierung und Anwendung von FET-Oszillatoren auf:

- Bemessung der Vorspannungskreise zur Festlegung des Arbeitspunkts,
- Festlegung der Anschwingbedingung (FETs haben relativ kleine Steilheit),
- Ermittlung der Ausgangsleistung und Optimierung,
- Frequenzstabilität des Oszillators.

Abgesehen von der Empfindlichkeit des Gatekreises im FET gegenüber statischen Spannungen läßt sich ein FET genauso einfach wie ein gewöhnlicher *bipolarer* Transistor verwenden. Die maximal zulässige Gate-Source-Spannung liegt bei 20 bis 50 V, der Eingangswiderstand beim Sperrschicht-FET in der

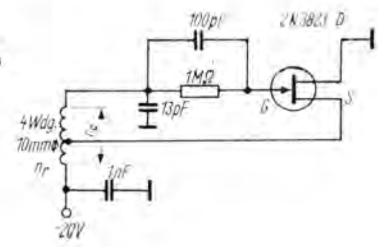


Bild 28
FET-Oszillator (95 MHz) mit RC-Glied im Gatekreis

Größenordnung von $10^8\,\Omega$, beim MOSFET (Metalloxid-Feldeffekt-Transistor) durch die Isolation des Gates bei $10^{13}\,\Omega$. Es ist immer darauf zu achten, daß der äußere Widerstand im *Gate-Source*-Kreis wesentlich kleiner als $10^7\,\Omega$ bleibt.

Durch die *Gate-Source*-Vorspannung wird der *Betriebs-Drain*-Strom festgelegt. Dies kann — analog zu Röhrenoszillatoren — durch eine RC-Kombination im Gatekreis nach Bild 28 erfolgen. Die Vorspannung wird durch Gleichrichten der HF-Spannung erzeugt; sie ist immer der Spitzenamplitude proportional. Diese Methode hat den Vorteil, daß der FET-Oszillator leicht anschwingt, weil noch keine Vorspannung anliegt. Bei höheren Frequenzen kann diese Vorspannungserzeugung aber nicht angewandt werden, weil dann der Gleichrichterwirkungsgrad der *Gate-Source*-Sperrschicht absinkt. Für hohe Frequenzen eignet sich die Vorspannungserzeugung durch einen *Source*-Widerstand nach Bild 29 besser. Zum Anschwingen muß die Kreisverstärkung größer Eins werden:

$$V \cdot k \geq 1;$$

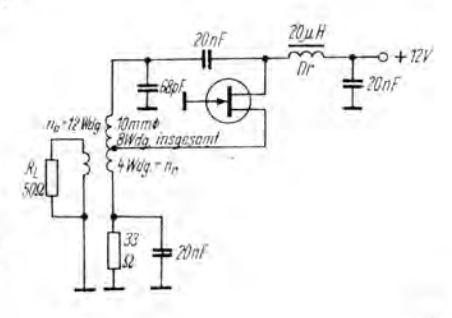


Bild 29
FET-Oszillator (20 MHz) mit Source-Widerstand zur Vorspannungserzeugung

$V = S \cdot Z_a$ als Verstärkung (S — Steilheit des FETs, sie liegt zwischen 0,3 und 4 mA/V, Z_a — äquivalenter Außenwiderstand);

$k = \frac{n_r}{n_a}$ als Rückkoppelfaktor (n_r — Zahl der Spulenwindungen von der Anzapfung zum kalten Ende hin, n_a — die Gesamtwindungszahl der Spule). In Z_a sind als Komponenten enthalten: r_o — Ausgangswiderstand des FETs, $Q_L \cdot X_e$ — Widerstand des Schwingkreises, $R_s \cdot \left(\frac{n_a}{n_r}\right)^2$ — hineintransformierter *Gate-Source*-Widerstand und R_L' — transformierter Lastwiderstand. Die geringstmögliche Größe von k wird danach errechnet. Es gilt:

$$\left(\frac{n_a}{n_r}\right)_{min} = \frac{S \cdot Z_a}{2} - \sqrt{\frac{S^2 \cdot Z_a^2}{4} - \frac{Z_a}{R_s}}\,.$$

Für reelle Werte von $\frac{n_a}{n_r}$ muß der Ausdruck unter der Wurzel positiv sein, so daß zusätzlich gilt:

$$\frac{S^2 \cdot Z_a^2}{4} \geqq \frac{Z_a}{R_s} \quad \text{und} \quad S \geqq \frac{2}{\sqrt{Z_a \cdot R_s}}\,.$$

Für den FET *2 N 3823* von Texas Instrum. in der Schaltung Bild 29 bei $f = 20$ MHz gelten folgende Werte näherungsweise: $r_o \approx 100$ kΩ, $Q_L \cdot X_e \approx 15$ kΩ, $R_s \approx 300$ Ω, $R_L' \approx 2$ kΩ. Durch Ausrechnung erhält man für $Z_a = 1750$ Ω. Die Steilheit fürs Anschwingen sollte größer sein als:

$$S \geqq \frac{2}{\sqrt{1750\,(300)}} = 2{,}75 \text{ mA/V}\,.$$

Mit einem Minimalwert (lt. Datenblatt) von $S = 3$ mA/V ergibt sich dann $\left(\frac{n_a}{n_r}\right)_{min} = 1{,}6$. In der Praxis wird dieses Verhältnis größer gewählt, im vorliegenden Falle erhalten wir für $\left(\frac{n_a}{n_r}\right) = 3$.

Die mit einem solchen Oszillator erzielbare Ausgangsleistung ist $P_0 = \frac{U^2 \cdot \eta}{R_{L'}}$, wobei U die Speisespannung und η der Schwingkreiswirkungsgrad ist.

Die Frequenzstabilität der FET-Oszillatoren ist größer als die der Oszillatoren mit bipolaren Transistoren. Beim FET treten keine Diffusionskapazitäten auf, damit sind die inneren C's nur spannungs- und nicht stromabhängig. Zum Vergleich der Frequenzdriftwerte als Funktion der Umgebungstemperatur wurde ein 100-MHz-Oszillator mit dem Transistor *SF 136* (Si-npn) und ein 100-MHz-FET-Oszillator mit dem *2 N 3823*

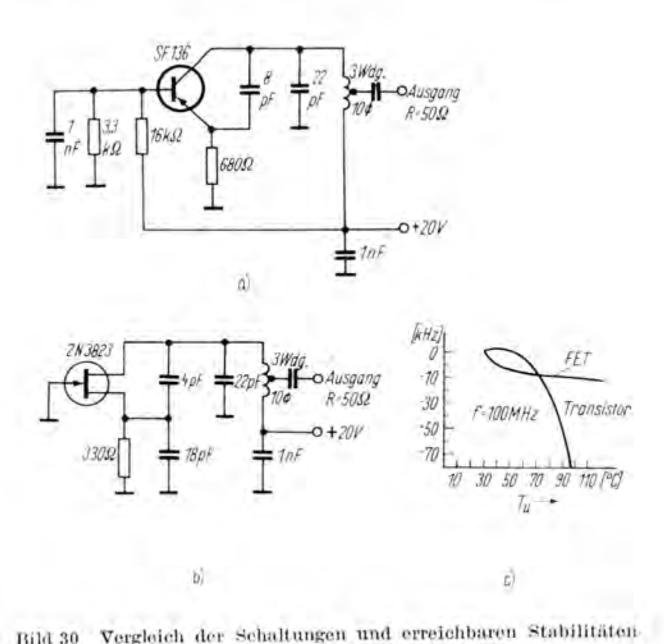


Bild 30 Vergleich der Schaltungen und erreichbaren Stabilitäten bei FET- und Planartransistor-UKW-Oszillatoren;
a — 100-MHz-Transistoroszillator, b — 100-MHz-FET-Oszillator, c — Temperaturgang der Frequenz zweier UKW-Oszillatoren

aufgebaut. Die Spule war in beiden Fällen 3 Wdg., 1-mm-Cu, mit 10 mm Durchmesser auf 10 mm Länge gespreizt, Leerlaufgüte 200. Zur Messung des Temperaturgangs wurden alle Bauelemente auf + 30 °C gehalten und nur das aktive Element erwärmt und gekühlt. Bild 30 zeigt das Ergebnis. Die Drift des FET-Oszillators zeigt keinen Umkehrpunkt und ist wesentlich geringer als die des Transistoroszillators.

Der 100-MHz-FET-Oszillator hat noch eine andere interessante Eigenschaft: Die Schwingfrequenz ist fast linear von der Speisespannung abhängig. Die Steilheit dieser *Modulationskennlinie* beträgt 100 kHz/V. Sie gilt für ein hochohmiges *Gate*kreis-RC-Vorspannglied (1 MΩ parallel 1 μF).

Obwohl einstufige Oszillatoren in Sonderfällen durchaus direkt an die Antenne geschaltet werden können, benutzt man heute fast ausschließlich mehrstufige Sender. Dem Oszillator werden Pufferstufen, Vervielfacherstufen und Leistungsstufen nachgeschaltet.

Nur im Falle eines „Bakensenders" für Tests im UKW-Gebiet benutzt man kleine einstufige quarzgesteuerte Sender. Im folgenden Abschnitt sollen nun die Besonderheiten der Transistor-HF-Leistungsstufen besprochen werden. Dabei wird eine vereinfachte Berechnungsmethode angegeben.

2.3. Hochfrequenz-Leistungsstufen

Die Endstufe eines transistorisierten Senders soll eine hohe HF-Ausgangsleistung zu erzeugen gestatten, und zwar mit einem hohen Wirkungsgrad. Die wichtigsten Parameter des Transistors, welche die erzielbare Ausgangsleistung begrenzen, sind:

- Kollektordurchbruchspannung (erster und zweiter Durchbruch),
- Verlauf der Leistungsverstärkung als Funktion der Vorspannung,
- Maximal zulässige Kollektorverlustleistung P_{tot} (Emitterverlustleistung darin mit enthalten).

Die Transitfrequenz f_T ist strom- und spannungsabhängig. Die maximale Schwingfrequenz des Transistors f_{max} läßt sich wie folgt errechnen:

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi \cdot r'_{bb} \cdot C_{KB}}},$$

f_{max} in Hz;
r'_{bb} — Basisbahnwiderstand in Ω,
C_{KB} — Kollektorkapazität in F,
f_T — Transitfrequenz in Hz.

Für Großsignalprobleme ist es besser, an Stelle der Kennwerte das Kennlinienfeld zugrunde zu legen.
Bild 31 zeigt das Kollektorkennlinienfeld eines HF-Transistors mit den Grenzkurven für den Einsatz. Bei gegebener Frequenz läßt sich eine Grenzkennlinie für $V_P = 1$ einzeichnen; längs dieser links eingezeichneten Kurve hat der Transistor keine Leistungsverstärkung. Die obere Begrenzungslinie ist durch den maximal zulässigen Kollektorstrom gegeben. Nach rechts hin wird das Kennlinienfeld durch die Kurve des Kollektordurchbruchs $-U_{KB,max}$ begrenzt. Die Restspannung am Transistor führt zu Leistungsverlusten; sie erreicht in Diffusionstransistoren bei $I_{K,max}$ etwa 3,5 bis 6 V, bei Mesatransistoren liegt sie zwischen 0,7 V und 1,5 V. In den meisten Ge-

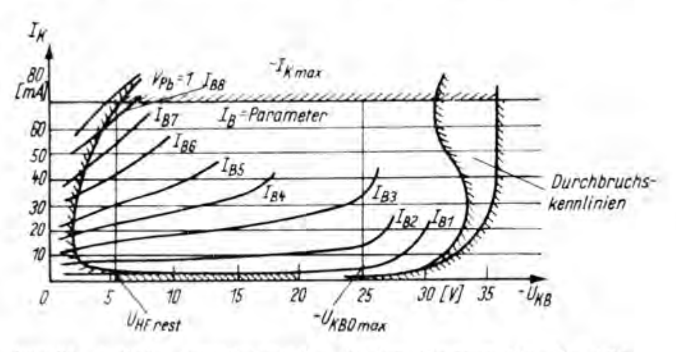


Bild 31 Kollektorkennlinienfeld mit den Grenzen für die Aussteuerung

Transistoren ist $U_{KB,max}$ 25 bis 50 V. Si-Transistoren gestatten maximale Kollektorspannungen bis 150 V.
Bei der Auswahl von HF-Leistungstransistoren beachte man 2 Grundregeln:

— Für sicheren Betrieb und unkritische Abstimmung empfiehlt es sich nicht, den Transistor bis zu seinen Grenzdaten auszufahren.
— Der maximale Wirkungsgrad einer C-Endstufe und der geringste Gehalt an Harmonischen in der Endstufe treten auf, wenn $P_V = 0{,}7 \cdot P_{tot}$ als Verlustleistung eingestellt wird.

Mit steigender Betriebsfrequenz verringert sich die Verstärkung des HF-Leistungstransistors, die Verluste durch Zuleitungsinduktivität, innere Widerstände und *Skin*-Effekt nehmen zu. Weiterhin erreichten die Transistorgeometrie und die Transistorimpedanz Bedeutung. Die Entwicklungen in jüngster Zeit zeigten, daß durch die *Overlay*-Technik eine bedeutende Verbesserung der HF-Eigenschaften von Leistungstransistoren erreicht wurde. Es wird konstruktiv ein möglichst großes Verhältnis des Emitterumfangs zur Emitterfläche angestrebt. Die bei Kleinsignaltransistoren angewandte Kammstruktur (*BFY 90*) genügt bei Leistungstransistoren nicht. Die Konstruktion erfolgt so, daß mehrere hundert Emitter parallelgeschaltet sind und die Kontaktierung durch eine getrennte dünne Metallaufdampfschicht für alle Teilemitter gewährleistet ist (*overlay*).

Die Gründe für das Durchschlagen von HF-Transistoren sind:

— Thermische Überbelastung, wenn die Ausgangsleistung hoch und der Kollektorwiderstand gering sind,
— Durchbruch der Kollektorsperrschicht durch zu hohe Augenblicksspannungen (Lawinendurchbruch).

Die Hauptforderung für sicheren Betrieb ist das Vermeiden drastischer Änderungen der Betriebswerte (z. B. Vollastbetrieb bei abgeklemmter Antenne, Abgleich der Endstufe bei zu hoher Ausgangsbelastung und stark steigenden Inputwerten). Wenn Ausgangsimpedanzschwankungen zu erwarten sind, hilft

nur das Zwischenschalten eines Ohmschen Dämpfungsglieds zur Entkopplung. Den dadurch auftretenden Leistungsverlust muß man in Kauf nehmen. Eine weitere Sicherungsmaßnahme wäre eine Schaltung, die das Stehwellenverhältnis der Last erfaßt und daraus eine Steuerspannung ableitet, die die Treiberleistung verringert oder abschaltet.
Die Betriebsdaten einer Endstufe in Basisschaltung und B-Betrieb lassen sich wie folgt festlegen:

Betriebsspannung $$U_{batt} = \frac{(U_{KB,\,max} + U_{HF,\,rest})}{2}$$

hochfrequente Spitzenspannung $$U_{HF,\,spitze} = \frac{(U_{KB,\,max} - U_{HF,\,rest})}{2}$$

hochfrequenter Spitzenstrom $$I_{HF,sp} = 0{,}5 \cdot I_{K,\,max}$$

Lastwiderstand $$R_L = \frac{U_{HF,\,sp}}{I_{HF,\,sp}}$$

Ausgangsleistung $$P_0 = \frac{U_{HF,\,sp}\, I_{HF,\,sp}}{2} = \frac{(U_{HF,\,sp})^2}{2\, R_L}$$

Input $$P_i = \frac{U_{batt}\, I_{K,\,max}}{\pi}$$

Verlustleistung im Transistor $$P_V = P_K + P_{steuer}$$

$$P_K = \frac{U_{batt}\, I_{K,\,max}}{\pi} - \frac{U_{HF}\, I_{K,\,max}}{4}$$

P_V muß kleiner sein als P_{tot}. nach P_V sind die erforderlichen Kühlmaßnahmen festzulegen.

Für einen *Ge-Mesa*-Transistor (*GF 142*) soll eine B-Endstufe für CW-Betrieb berechnet werden. Die Ausgangsdaten sind:

$U_{KB,\,max}$ = 25 V
$I_{K,\,max}$ = 70 mA
$U_{HF,\,rest} \approx$ 5 V für I_K etwa 50 bis 70 mA bei f = 144 MHz
P_{tot} = 180 mW, ohne Kühlblech bis T_u = + 45 °C.

Zuerst wird die Batteriespannung festgelegt zu

$$U_{batt} = \frac{25 + 5}{2} = 15 \text{ V}.$$

Die hochfrequente Spitzenspannung $= U_{HF,sp} = \frac{25 - 5}{2} = 10 \text{ V}.$

Der Hochfrequenzspitzenstrom beträgt $0{,}5 \, I_{K,max} = 35$ mA; damit ergibt sich der Lastwiderstand zu $R_L = 286\,\Omega$.

Die Ausgangsleistung $= P_o = \frac{10 \cdot 35}{2} = 175$ mW.

Der Input $= P_i = \frac{15 \cdot 70}{3{,}14} = 333$ mW.

Die Verlustleistung im Transistor ist dann 333 − 175 = 158 mW. Aus den Daten der Leistungsverstärkung bei 144 MHz kann die Steuerleistung mit 25 mW angegeben werden; damit ergibt sich $P_v = 158 + 25 = 183$ mW. Dies ist höher als das oben angegebene P_{tot}, so daß der Transistor zusätzlicher Kühlung bedarf. Es genügt eine Kühlschelle, die man z. B. am Drehkondensator der PA-Stufe befestigt. Die in der Praxis bei dieser Endstufe auftretende Verlustleistung liegt etwas höher, da keine ideale Anpassung vorliegt und die aussteuerungsabhängige Verstimmung des Ausgangskreises durch die schwankende Kollektorkapazität auch Verluste bringt.

Wenn die Endstufe im B-Betrieb kollektormoduliert wird, wie es für A3 erforderlich ist, dann ergeben sich folgende Formeln für die Berechnung (Beispielswerte von oben zum Vergleich bereits eingesetzt):

$$U_{batt} = \frac{3\,U_{HF,rest} + U_{KB,max}}{4} \left(= \frac{15 + 25}{4} = 10 \text{ V} \right)$$

$$U'_{HF,sp} = \frac{U_{KB,max} - U_{HF,rest}}{4} \left(= \frac{25 - 5}{4} = 5 \text{ V} \right)$$

$$I_{HF,sp} = \frac{I_{K,max}}{4} \left(= \frac{70}{4} = 17{,}5 \text{ mA} \right)$$

$$R_L = \frac{U_{HF,sp}}{I_{HF,sp}} \ (= 286\,\Omega \text{ wie oben})$$

$$P_o = \frac{(U_{HF,sp})^2}{2\,R_L} \left(= \frac{25}{2 \cdot 286} = 46\ \text{mW} \right)$$

$$P_i \text{ wie oben} = 10 \cdot \frac{70}{2\,\pi} = 106\ \text{mW}$$

nur durch $2\,\pi$ teilen!

$$U_{mod,eff} \approx \frac{U_{HF,sp}}{\sqrt{2}} \left(= \frac{5}{\sqrt{2}} = 3{,}6\ \text{V} \right)$$

Die Restspannung wird als konstant angenommen, sie ist jedoch eine Funktion des Kollektorstroms. Damit erhöht sich der durchsteuerbare Kollektorspannungsbereich etwas und mit ihm die Ausgangsleistung im unmodulierten Zustand. Die effektive Modulationsspannung kann etwa 1 V größer werden, als oben errechnet. Der maximale Input und die Verlustleistung des Transistors sind bei A3 und voller Modulation geringer als bei A1-Betrieb. Der Modulator muß so ausgelegt werden, daß die Modulationsspannung den maximal zulässigen Wert nicht überschreitet. Bei 100%iger Modulation ist der Output das 1,5fache des CW-Outputs, allerdings kann man einen so großen Modulationsgrad nicht mehr verzerrungsfrei durchsteuern. Führt man die Endstufe im C-Betrieb, dann werden die Spitzenströme im Transistor größer und der Wirkungsgrad steigt etwas an. Bei Leistungstransistoren sind besonders die niedrigen Eingangs- und Ausgangswiderstände zu berücksichtigen. Der äquivalente Ausgangswiderstand für Anpassung beträgt

$$R' = \frac{(U_{batt})^2}{2\,P_o}\,.$$

Setzt man Werte ein $P_o = 50$ W (*2 N 3950* (Motorola) und $U_{batt} = 28$ V, so ergibt sich $R' \approx 8\,\Omega$!

Es gilt bei solchen Stufen parasitäre Induktivitäten und Kreisverluste zu vermeiden. Noch mehr als bei Kleinsignal-VHF-Schaltungen muß man auf kurze Zuleitungen mit großem Querschnitt (Bandkupfer!) und auf kurze Erdverbindungen mit gedrängtem Stufenaufbau achten.

Die Herstellerbetriebe geben Kennlinien für den C-Betrieb an, aus denen man leicht die Dimensionierungswerte ersehen kann. Am Beispiel des Transistors *P 609 B* (SU) soll das gezeigt werden. Dieser Ge-HF-Leistungstransistor hat folgende Kenndaten:

U_{KEO} = 40 V (bei $R_b \leq 100\,\Omega$)
U_{KBO} = 50 V
$U_{EB,max}$ = 1,5 V (kritischer Wert für Ansteuerung)
I_{KBO} = 0,5 mA
f_T = 120 MHz
C_{KB} = 50 pF (bei U_{KB} = 10 V und f = 5 MHz gemessen)
C_{BE} = 500 pF (kritischer Wert für Ansteuerung)
$I_{K,max}$ = 0,3 A
$I_{B,max}$ = 0,1 A

In einer Prüfschaltung kann bei der Arbeitsfrequenz die Leistungsverstärkung des Transistors in Emitterschaltung gemessen werden (Bild 32). Sie ermittelt man bei diesem Beispiel zu etwa 10 dB, bei einer Frequenz von 15 MHz. Die erzielbare Ausgangsleistung beträgt rund 2 W. Bei hohen Frequenzen muß man den Kollektorwirkungsgrad berücksichtigen, der bei η_k = 50 bis 60% liegt.

Bild 33 zeigt das Schaltbild einer Endstufe mit π-Filter zur Anpassung des Ausgangskreises an die Last. Die Anpassung des Basiskreises an die Treiberstufe erfolgt mit einem HF-

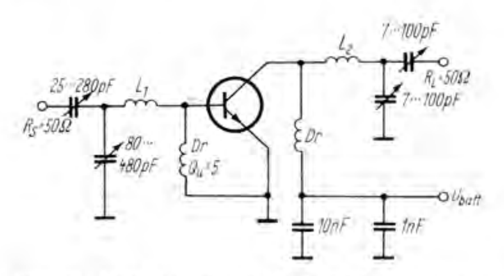


Bild 32 Prüfschaltung für Leistungsverstärkung von HF-Leistungstransistoren

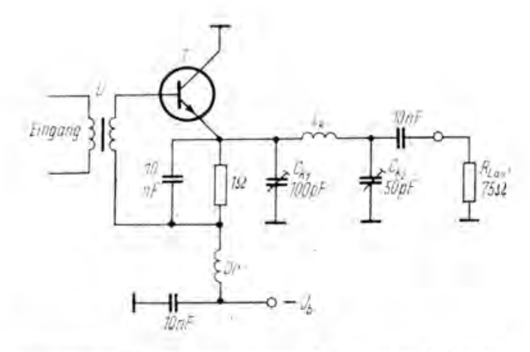


Bild 33 HF-Leistungsstufe mit geerdetem Kollektor und π-Filter zur Anpassung des Lastwiderstands

Übertrager, den man mit Ferritringkern oder Ferritzylinderkern versieht (natürlich geeignetes KW-Ferritmaterial). Damit der Kollektor geerdet werden kann — das ist im Interesse guter Wärmeabführung wichtig —, wird im Emitter ausgekoppelt. Die Zuführung der Emitterspannung erfolgt über eine HF-Drossel. Das π-Filter im Ausgang dämpft auch entstehende Harmonische. Bei Frequenzen über 10 mHz kann C_{K1} entfallen, denn die Transistorkapazität C_{KE} (um 100 pF) erfüllt bereits die Anpaßbedingung. Der Gesamtwirkungsgrad der Leistungsstufe beträgt

$$\eta = \frac{P_{HF}}{U_K \cdot I_K} \cdot \eta_K,$$

wenn die Basisleistung klein im Verhältnis zur Ausgangsleistung ist. Andernfalls muß die Basisleistung noch im Nenner addiert werden.

Für den sowjetischen Si-npn-Leistungstransistor *KT 802 A* sind in Bild 34 die Abhängigkeit zwischen der Ausgangs- und der Eingangsleistung mit der Frequenz als Parameter sowie Kurven konstanter Leistungsverstärkung V_P angegeben. Der Transistor *KT 802 A* wurde als Zeilenendstufentransistor entwickelt, er weist folgende wichtige Kenndaten auf:

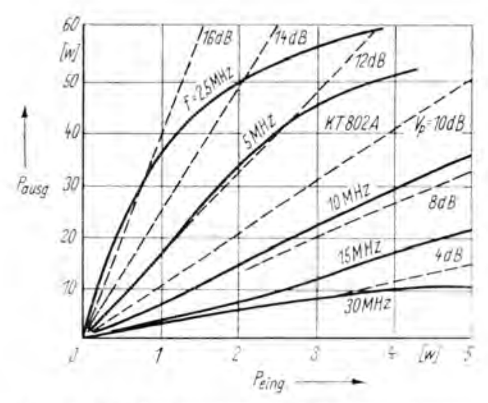


Bild 34 Kurven konstanter Leistungsverstärkung V_P und Abhängigkeit der Ausgangs- von der Eingangsleistung mit der Frequenz als Parameter (Transistor *KT 802 A*, UdSSR) in Emitterschaltung

Großsignalstromverstärkung	> 15
Kollektorsperrstrom I_{KBO}	= 60 μ A bei U_{KE} = 150 V
Kollektorstrom $I_{K, max}$	= 5 A
Basisstrom $I_{B, max}$	= 1 A
$U_{BEO, max}$	= 3 V (Ansteuerung!)
$U_{KBO, max}$	= 150 V
maximale Sperrschichttemperatur $T_{J, max}$	= + 150 °C
$P_{K, max}$	= 50 W (Kühlfläche unendlich groß)

Bei 2 Frequenzen wurde die Schaltung (Bild 33) experimentell gemessen.

Es ergaben sich folgende Werte:

Frequenz (MHz)	Ausgangsleistung (W)	Leistungsverstärkung V_p (dB)	Wirkungsgrad (%)	Kollektorspannung (V)
9	62	8,5	55	60
15	31	6,0	50	60

Bild 35 zeigt einen Schaltungsvorschlag für den Transistor *P 609 B* (UdSSR). Aus Gründen der Typengleichheit wird dieser Transistor in allen 3 Stufen des AM-Senders eingesetzt. Der *Quarz*oszillator (mit T1) erzeugt eine Frequenz von rund 27 MHz, mit einer Ausgangsleistung von 0,3 W bei $\eta = 25\,\%$. Der Transistor T1 muß mit einer Glimmerscheibe gegen das Chassis isoliert werden. Die dadurch gebildete Kapazität wird in C_{k2} aufgenommen. Die Kreisspule hat 6 Wdg. (Cu, versilbert, 1 mm Durchmesser) auf einem keramischen Körper von 8 mm Durchmesser. T2 bildet die Treiberstufe; sie ist über 2 Wdg. am kalten Ende von L1 angekoppelt. Der Kollektor von T2 hat elektrischen und thermischen Massekontakt. Der Emitterkreis weist eine Anzapfung bei $\frac{1}{3}$ der Windungszahl von L2 auf, die im übrigen gleiche Daten wie L1 hat. Die Endstufe ist wiederum mit 2 Wdg. im Basiskreis an L2 angekoppelt; sie arbeitet im C-Betrieb mit $V_p = 6$ und $\eta = 55\,\%$. Die Stufe T2 hat übrigens $V_p = 9$ und $\eta = 60\,\%$. Die Ausgangskreiskopplung geschieht über ein π-Filter an eine Stabantenne von 1,50 m Länge. Diese wird über eine Antennenverlängerungsspule an das π-Filter angeschlossen. T2 und T3 werden über einen NF-Verstärker von 10 W Ausgangsleistung emittermoduliert, der ebenfalls transistorbestückt ist und keine Besonderheiten aufweist. Zur Abstimmanzeige dient eine Glimmlampe mit etwa 70 V Zündspannung. Der Sender liefert etwa 7 bis 10 W Ausgangsleistung. Man muß auf genügend große Kühlflächen von T2 und T3 achten.

Ein Sender für das 40-m-Band wird in einer technischen Mitteilung der englischen Firma Mullard beschrieben. Die Endstufe ist im Gegentakt mit 2 × *AUY 10* bestückt und gibt 4 W HF ab. Der Wirkungsgrad der Ausgangskreisspule beträgt

$$\eta = \left(1 - \frac{Q}{Q_0}\right)^2.$$

Bei einer Luftspule kann $Q_0 = 200$ und $Q = 10$ gewählt werden; damit erreicht $\eta = 0{,}9$. Die Leistung am Kreis muß also 4,4 W HF betragen. Der Lastwiderstand erreicht damit $R_L' = 46\,\Omega$. Durch die Gegenkopplung über die 1-Ω-Emitter-

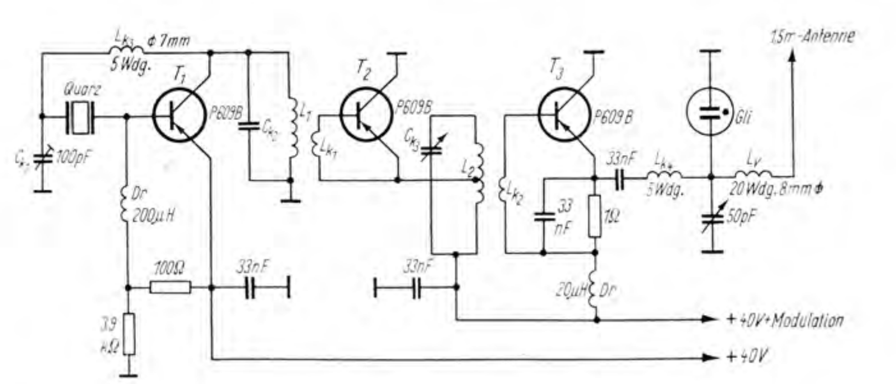


Bild 35 Schaltung eines 10-m-Senders nach sowjetischen Unterlagen mit dem Ge-HF-Leistungstransistor *P 609 B*

widerstände verändern sich die y-Parameter der Endtransistoren, sie sind für 8 MHz etwa:

$$y_{11e} = (37 + j\,27)\ \text{mS}$$
$$y_{21e} = (150 - j\,244)\ \text{mS}$$
$$y_{22e} = (7 + j\,8)\ \text{mS}$$
$$y_{12e} = (-0{,}7 - 3{,}3)\ \text{mS}\,.$$

Damit läßt sich die Eingangsadmittanz für eine Last y_L berechnen zu

$$y_{ein} = y_{11e} - \frac{y_{21e} \cdot y_{12e}}{y_{22e} + y_L}\,.$$

Unterhalb der Grenzfrequenz des Transistors kann man $y_{aus} \approx y_{22e}$ setzen; weiterhin ist für einen abgestimmten Verstärker

$$B_L = -B_{aus}$$

und damit $B_L \approx -B_{22e}$ (Blindkomponenten des komplexen Scheinwiderstands).

Die Wirkbeträge sind größer als die Blindbeträge, demnach gilt:

$$y_{ein} \approx y_{11e} - \frac{y_{21e} \cdot y_{12e}}{g_{22e} + g_L}\,;$$

mit $y_L = 20$ mS und den Parameterwerten ergibt sich

$$y_{ein} = (37 + j\,27) - \frac{(150 - j\,244) \cdot (-0{,}7 - j\,3{,}3)}{7 + 20}$$
$$= (71 + j\,39)\ \text{mS}\,.$$

Die Leistungsverstärkung der Endstufe läßt sich ermitteln nach

$$V_p = \left| \frac{y_{21e}}{g_{22e} + g_L} \right|^2 \cdot \frac{g_L}{g_{ein}}$$

oder im vorliegenden Falle $V_p = 30$ ($\approx$ 15 dB). Damit beträgt die Treiberleistung 147 mW für Vollaussteuerung.

Die Betriebsgüte des Ausgangskreises wird:

$$Q_b = \frac{1}{g_{ges}\,\omega\,L}$$

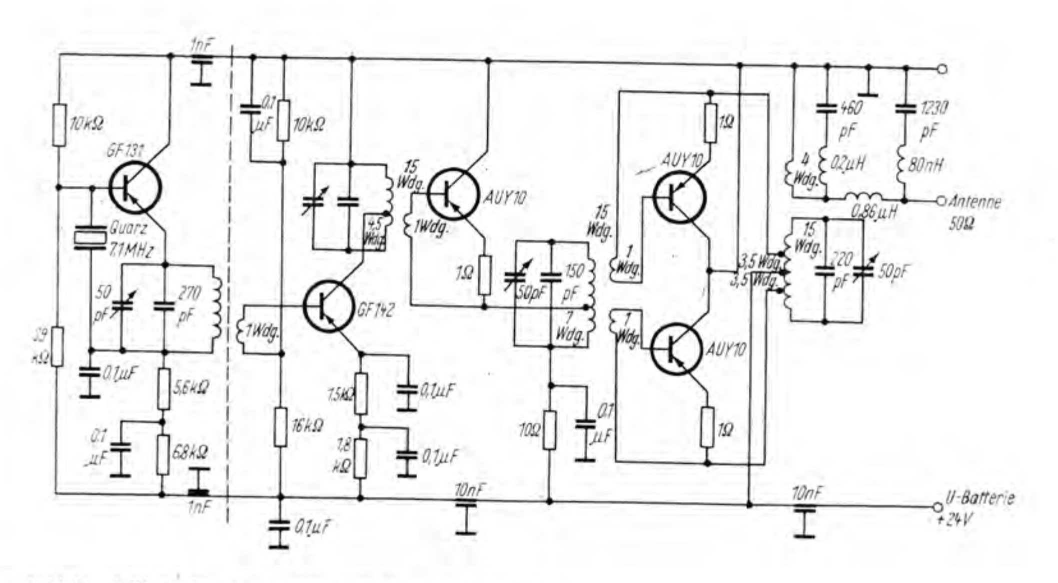


Bild 36 4-W-Sender mit Gegentaktstufe für 40-m-Band

mit $g_{ges} = g_{aus}\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + g_v + g_L\left(\frac{n_2}{n}\right)^2$, $g_{aus} \approx g_{22e}$ und $g_v =$

$\frac{1}{Q_0\,\omega\,L}$ Verlustleitwert der Spule. Mit $Q_b = 10$ und $n_1 = n_2$ wird mit den bekannten Werten:

$$L\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 = \frac{1}{10 \cdot 52 \cdot 10^6 \cdot 10^{-3} \cdot 27} \quad \text{und } L \approx 1{,}7\,\mu\text{H}.$$

Zur ausreichenden Kühlung der Endstufe benutzt man zweckmäßig ein Blech mit dem Wärmewiderstand von 4 °C/W. Nimmt man für die Treiberstufe einen Kopplungsfaktor von 0,9 für den Zwischenkreis an, dann gibt die Stufe 164 mW ab. Dies wird mit einem *AUY 10* in B-Schaltung bei einem mittleren Kollektorstrom von 11 mA und einem Lastwiderstand von $R_L' = 590\,\Omega$ erreicht. Zur Anpassung des Endstufeneingangswiderstands von etwa 14 Ω an einen Widerstand von 1180 Ω hat die Spule ein Übersetzungsverhältnis von 9,2 : 1. Die Leistungsverstärkung der B-Treiberstufe beträgt $V_p = 9$. Vor der Treiberstufe liegt die Pufferstufe mit dem *GF 142*. Die Betriebsgüte des Zwischenkreises wird mit 20 gewählt. Die Pufferstufe muß 22 mW Leistung abgeben; sie arbeitet im A-Betrieb mit einem Lastwiderstand von $R_{L'} = 2100\,\Omega$. Diese Stufe hat eine Leistungsverstärkung von 350. Damit ist der Oszillator so aufzubauen, daß er etwa 0,1 mW Leistung abgibt. Hohe Forderungen an die Stabilität gehen zu Lasten der Ausgangsleistung. Zur Amplitudenmodulation läßt sich die Pufferstufe an der Basis modulieren. Dabei muß jedoch die Ausgangsleistung auf $\frac{3}{8}$ des CW-Wertes zurückgenommen werden, damit man auch bei Modulation innerhalb der Maximalwerte der Transistorparameter bleibt.

Mit 3 modernen HF-Leistungstransistoren kann für 144 MHz ein 15-W-Transistorsender nach Bild 37 aufgebaut werden. Bei $U_{batt} = 28$ V beträgt die Gesamtstromaufnahme 0,86 A, damit der Wirkungsgrad $\eta = 62\,\%$ und die Leistungsverstärkung über alle Stufen $V_{p,ges} = 31$ dB. Alle Stufen des Senders arbeiten im C-Betrieb; die 2. Harmonische ist um 33 dB ge-

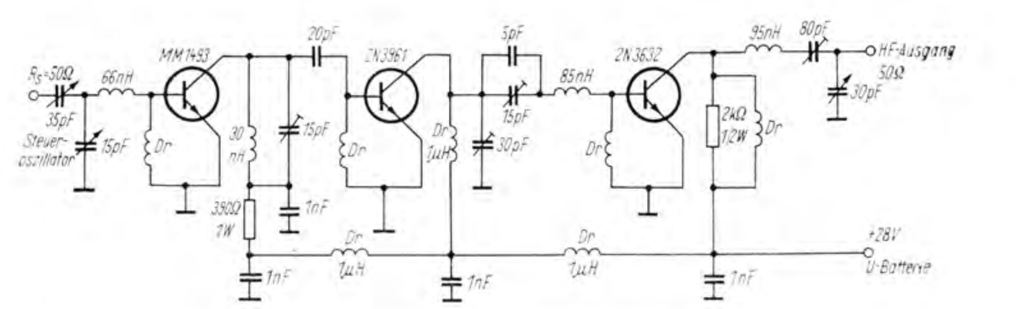


Bild 37 15-W-Sender für 144 MHz (nach Motorola-Schaltungsvorschlag)

dämpft. Der Emitter der Endstufe muß über ein Kupferband auf kürzeste Entfernung mit Masse verbunden werden. Der Endtransistor hat bei 15 W einen Eingangswiderstand von $(5 - j\,5)\,\Omega$, einen Ausgangswiderstand von $(21{,}6 + j\,12{,}4)\,\Omega$. Der Lastwiderstand muß auf diesen Wert transformiert werden. Dies geschieht über den Kreis 95 nH + 80 pF + 30 pF. Die Kreisgüte des Ausgangskreises wird auf $Q_0 = 4$ festgelegt; der Serientrimmer 80 pF hat dann etwa 35 pF als Einstellwert, der Quertrimmer 23 pF. Die Leerlaufgüte der Ausgangsspule beträgt $Q_0 = 300$. Die Ausgangsstufe erreicht 7 dB Leistungsverstärkung. Die Treiberstufe mit dem *2 N 3961* erbringt $V_p = 11$ dB und ist über einen Serienkreis an die Endstufe gekoppelt. Die Eingangsstufe mit dem *MM 1493* soll an die Treiberstufe eine Steuerleistung von 200 mW abgeben; ihre Eingangsleistung beträgt 13 mW. Dabei sollte der erste Abgleich mit verringerter Speisespannung und Steuerleistung durchgeführt werden. Die angegebene Schaltung ist der internationalen Literatur entnommen und dient nur als Anregung (Transistordaten im Anhang).

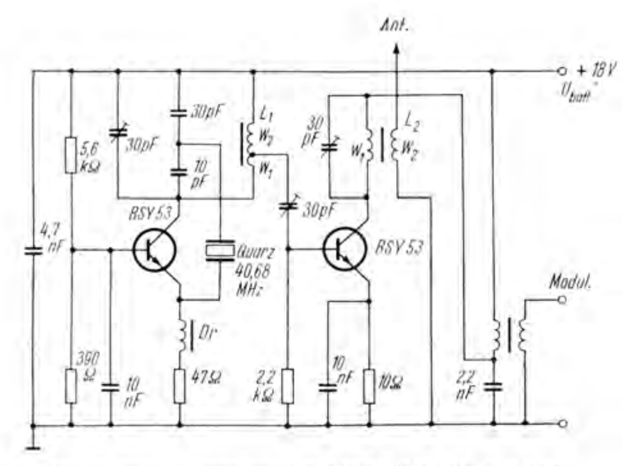


Bild 38 Transistorfernsteuersender 40,68 MHz, $P_0 = 0{,}4$ W

Die für Funkfernsteuerzwecke entwickelte Schaltung eines 2stufigen quarzgesteuerten Senders für etwa 0,4 W HF-Leistung ist auch für den 10-m-Amateur von Interesse. Bild 38 zeigt die Schaltung (nach Intermetall-Unterlagen).
Der Oszillatortransistor *BSY 53* arbeitet in Basisschaltung. Der Quarz liegt im Rückkopplungsweg zwischen dem Emitter und einer kapazitiven Anzapfung des Kollektorkreises. Um die Bedämpfung des Oszillators durch den wechselstrommäßig parallel zum Eingangswiderstand liegenden Emitterwiderstand von 47 Ω zu verringern, wird ihm eine Drossel in Reihe geschaltet. Die Endstufe des Senders arbeitet im B-Betrieb in Emitterschaltung. Die Basis erhält die Steuerspannung kapazitiv über 30 pF zugeführt. Bei A3-Betrieb kann die Kollektorstrommodulation der Endstufe durchgeführt werden.

Spulendaten: L_1 = 12 Wdg., 1 Cu, 7,5 mm ⌀, Anzapfung bei 4 Wdg.
L_2 = 12 Wdg., (W_1) 1 Cu und 7 Wdg., 0,8 Cu (W_2), 7,5 mm ⌀.

Mit geringerer Ausgangsleistung lassen sich die DDR-Transistoren *SF 122*, *SF 132* oder *GF 142* (letzterer ist älterer pnp-Typ, heute *GF 145* verwenden) einsetzen.
Falls für die 70-cm-Arbeit keine teuren Leistungstransistoren eingebaut werden sollen, bleibt noch der Einsatz eines Frequenzvervielfachers mit Kapazitätsdiode — eines *Varaktor-Multipliers*. Über ihn wurde in jüngster Zeit viel Interessantes veröffentlicht. Die Grundlagen sollen kurz dargestellt werden.

Eine Kapazitätsdiode oder ein Varaktor stellt eine Halbleiterdiode dar, deren Sperrschichtkapazität verlustfrei steuerbar ist, die einen geringen Serienwiderstand aufweist und die leistungsmäßig noch belastet werden kann. Mit größer werdender Sperrspannung am Varaktor nimmt dessen Kapazität ab. Man kann die Funktion C = f(U) durch eine Funktion $C = \frac{k}{\sqrt{U}}$ annähern.
Bei einer festen Vorspannung von − 4 V wird die Varaktorkapazität gemessen und C_o (Ruhekapazität) genannt. Es läßt sich nun die Diodengüte Q_D bei der Arbeitsfrequenz f ermitteln

nach $Q_D = \frac{f_{gr}}{f}$ (f_{gr} — Grenzfrequenz des Varaktors). Bei 500 MHz umfaßt der Bereich für Q_D etwa 10 bis 300.

Weiterhin ist noch die maximal zulässige Sperrschichtspannung von Bedeutung. Sie liegt im Bereich von 10 bis 150 V. Beim Verdoppler gelten folgende Beziehungen:

$$I_1 = I_2 = 0{,}154\, C_0 \omega \sqrt{U_{max}};$$

I_1 — Eingangsstrom,
I_2 — Strom der doppelten Frequenz,
ω — Eingangsfrequenz,
U_{max} — maximal zulässige Sperrspannung am Varaktor.

Die Ausgangsleistung wird dann

$$P_0 = 5{,}7 \cdot 10^{-2} \omega \cdot C_0 \sqrt{U_{max}^3}\ .$$

Die Verluste in der Diode werden

$$P_v = \left(\frac{I_1^2}{2} + \frac{I_2^2}{2}\right) \cdot R_s;$$

R_s — Serienwiderstand des Varaktors (Größenordnung 0,5 bis 5 Ω).

Beim Verdreifacher gilt für die Ströme:

$$I_1 = 1{,}013\, C_0 \omega \sqrt{U_{max}} \text{ (bei Frequenz } \omega)$$
$$I_2 = 1{,}830\, C_0 \omega \sqrt{U_{max}} \text{ (bei Frequenz } 2\,\omega)$$
$$I_3 = 1{,}540\, C_0 \omega \sqrt{U_{max}} \text{ (bei Frequenz } 3\,\omega).$$

Für die Ausgangsleistung im Idealfall (ohne Dioden- und Kreisverluste) lautet die Beziehung

$$P_0 = 4{,}4 \cdot 10^{-2}\, C_0 \cdot \omega \sqrt{U_{max}^3}\,.$$

Für einen Leistungsvaraktor können folgende Daten als Beispiel gelten:

$$C_0 = 25 \text{ pF},\ R_s = 2\,\Omega,\ U_{max} = 120 \text{ V}\,.$$

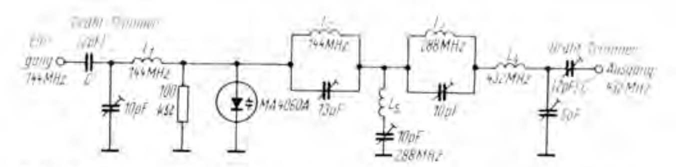


Bild 39 Varaktorverdreifacher von 144 auf 432 MHz (nach *Rohde*)
L_1 = 7 Wdg., 1 Cu, 10 mm ∅; L_2 = 4 Wdg., 0,6 Cu, 6 mm ∅; L_3 = 1,5 Wdg., 0,6 Cu, 6 mm ∅; L_4 = 2 Wdg., 0,8 Cu, 6 mm ∅; L_5 = 4 Wdg., 1 Cu, 6 mm ∅

Bild 39 zeigt einen Verdreifacher 144 MHz auf 432 MHz (nach Dr. U. L. Rohde) mit der Kapazitätsdiode *MA 4060 A*. Diese Schaltung weist einen praktischen Wirkungsgrad von 65% auf. Als CW-Verdreifacher kann man ihm eine HF-Eingangsleistung von 20 W anbieten, bei AM-Signalen sollte man P_{ein} = 8 W nicht überschreiten. Es werden im praktischen Aufbau Luftspulen und Lufttrimmer benutzt, um die Eigenverluste dieser Bauelemente kleinzuhalten. (Mit DDR-Typ *SAZ 13* sind Leistungen bis 0,6 W möglich.)
DJ1VK hat einen Kleinleistungsverdreifacher mit der preiswerten Diode *BA 110** angegeben, dessen Schaltung Bild 40 zeigt. Als Ausgangskreis auf 432 MHz wird — der geringen Verluste wegen — ein Koaxialkreis mit kapazitiver Abstimmung benutzt. Der Wirkungsgrad beträgt im Mittel 50%.

* Kann mit etwas geringerem Wirkungsgrad durch DDR-Typ *SA 128* ersetzt werden.

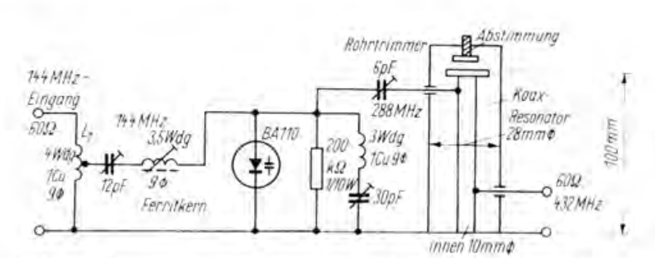


Bild 40 Frequenzverdreifacher kleiner Leistung nach *DJ1VK*

Zwischen 16 mW und 420 mW Eingangsleistung zeigt der Verdreifacher lineares Arbeitsverhalten. Der Topfkreis hat einen Wellenwiderstand von 50 Ω; er weist eine Leerlaufgüte $Q_0 = 1000$ auf. Für Sendezwecke stören im Ausgangssignal die Anteile von 144 kHz und 288 MHz; sie müßten durch ein Bandpaßfilter im Ausgang unterdrückt werden.

2.4. Amplituden- und Frequenzmodulation bei Transistorsendern

Analog zur Modulation von Sendern mit Elektronenröhren kann an jeder Elektrode des Transistors eine Amplitudenmodulation vorgenommen werden. Am gebräuchlichsten ist die Kollektormodulation, welche der Anodenmodulation einer Röhrenstufe ähnelt. Die Basismodulation entspricht der Steuergittermodulation, die Emittermodulation der Katodenmodulation.

Bei jeder AM-Modulationsart ist darauf zu achten, daß die Grenzwerte des Transistors nicht überschritten werden. Am leichtesten wird bei kollektormodulierten Stufen der Parameter $U_{KB\,max}$ überschritten, was zum Durchschlag der Sperrschicht führt.

Die Ansteuerung einer modulierten Transistorstufe muß gleich groß gewählt werden wie im CW-Betrieb. Die Stufe arbeitet im unmodulierten Zustand „überspannt“. Diese Betriebsart führt in Basisschaltung zu einer Trägermitsteuerung, die sich durch Doppelmodulation vermeiden läßt.

Bild 41 zeigt eine kollektormodulierte Endstufe mit Hilfsmodulation des Emitters. Die Hilfsmodulationsspannung wird einer niederohmigen Tertiärwicklung des Modulationsübertragers entnommen. Auf richtige Polung der Wicklungen für Emitter- und Kollektormodulationsspannung ist zu achten. Je nach zulässigem Klirrfaktor erreicht diese Modulationsart einen Modulationsgrad von 80 bis 90 %.

Über eine Hilfswicklung des Modulationsübertragers ist die Treiberstufe zu etwa 50 % mitmodulierbar.

Bei der Einregelung einer kollektormodulierten Stufe ist der Einfluß der spannungsabhängigen Kollektorkapazität zu be-

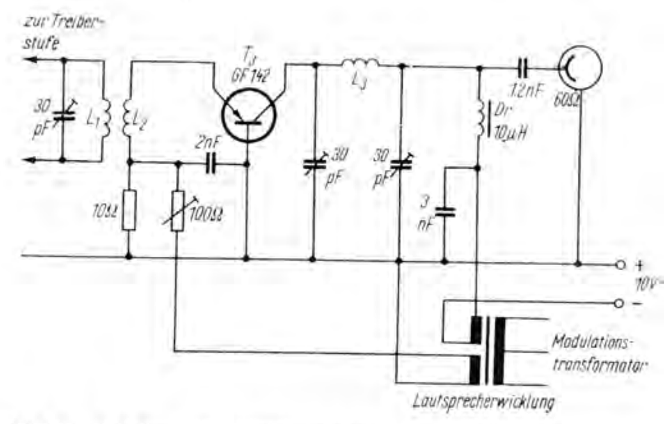


Bild 41 Schaltung für Doppelmodulation einer Stufe

achten. Es ist sinnvoll, den Abgleich bei mittlerem Modulationsgrad und maximalem Output durchzuführen.

Der Modulationstransformator ist nicht notwendig, wenn eine Kollektorstrommodulation durchgeführt wird, bei der Sendertransistor und Endtransistor des Modulationsverstärkers gleichstrommäßig in Reihe liegen.

Bild 42 zeigt die praktische Ausführung dieser Modulationsart. T1 wirkt als veränderbarer Serienwiderstand. Er wird durch T2 gesteuert, denn T2 bildet mit R1 einen steuerbaren Spannungsteiler. Im Kollektorkreis von T1 liegt ein HF-Filter mit C3, C4 und Dr, es verhindert ein Eindringen der HF in den Modulator. Wenn der Endtransistor ein *GF 142* ist, sollte T1 etwa 300 mW Kollektorverlustleistung haben (*GC 301*). Mit R3 wird auf beste Modulationsqualität (nach Gehör oder mittels Oszillografen) eingestellt; es läßt sich ein maximaler Modulationsgrad von 70% erreichen.

Bild 43 zeigt die Schaltung für eine wenig Leistung erfordernde Modulation, und zwar für Basismodulation, die allerdings nicht so hohen Output ergibt wie die Kollektormodulation. Doch läßt sie sich einfacher realisieren. T1 wirkt als veränderlicher Basiswiderstand des Endstufentransistors. Die Modulations-

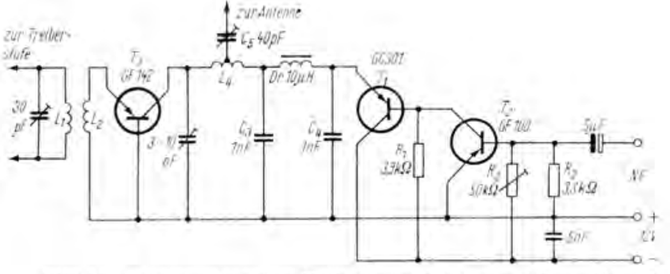


Bild 42 Schaltung für eine Kollektormodulation mit Transistor als Reihenwiderstand

spannung bewirkt über T1, daß der Stromflußwinkel von T3 zwischen B- und C-Betrieb hin- und herpendelt.

Die Einstellung des 100-kΩ-Reglers und des π-Filters erfolgt auf maximalen Output unter Beobachtung der Modulationsqualität. Der Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß die Betriebsspannung bei A1- und A3-Betrieb gleich groß bleiben kann. Nachteilig ist der geringe mögliche Modulationsgrad von 60%. Bei A1-Betrieb sollte die Kollektor-Emitter-Strecke von T1 kurzgeschlossen werden.

Für A1 genügt die Unterbrechung der Kollektorspannung einer

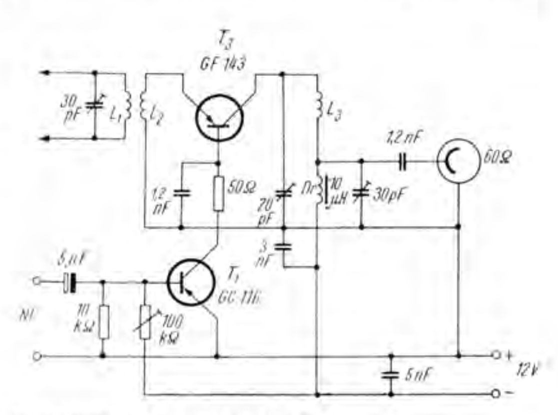


Bild 43 Schaltung für Basismodulation

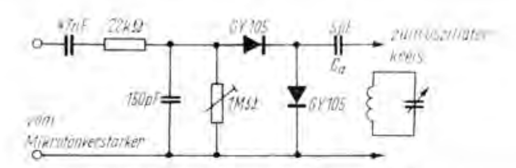


Bild 44 Diodenschaltung zur Schmalbandfrequenzmodulation

Puffer- oder Vervielfacherstufe. Oszillator und Endstufe sollten im Interesse der Frequenzstabilität und der thermischen Stabilität nicht getastet werden. Bei Schmalbandfrequenzmodulation hat der Amateur den Vorteil, daß der Transistorsender wie bei CW-Betrieb benutzt werden kann, und es treten bei Modulation keine sperrschichtzerstörenden Spannungsspitzen auf!

Eine Frequenzmodulation wird im VFO oder CO durchgeführt. Da diesen meist Vervielfacherstufen nachgeschaltet sind, muß der Hub so begrenzt werden, daß sich der gewünschte Ausgangshub auf der Endfrequenz ergibt.

Als Beispiel sei angeführt, daß für einen 2-m-Sender ein Hub von 5 kHz zu einem Hub am 16-MHz-Quarzoszillator von 555 Hz führt. So kleine Frequenzhübe sind auch bei Quarzoszillatoren leicht zu erreichen.

Bild 44 zeigt eine einfache Frequenzmodulationsschaltung durch Steuerung des Stromflußwinkels eines Kondensators mit 2 Dioden. Durch Regelung des Ankopplungskondensators (Größe C_a) läßt sich der Hub variieren. Die Größe des Potentiometers (1 MΩ) muß notwendig auf optimale Symmetrie und Verzerrungsfreiheit der Modulation eingestellt werden. Dieser Widerstandswert ist kritisch. Man schaltet den FM-Zusatz zuerst ohne P an den Oszillator an und ermittelt die Frequenz (z. B. 3710 kHz), dann schließt man P kurz und stellt nochmals die Frequenz (z. B. 3696 kHz) fest. Als dritter Schritt wird P eingelötet und so einreguliert, daß sich als Oszillatorfrequenz der arithmetische Mittelwert der beiden gemessenen Frequenzen ergibt (in diesem Fall also 3703 kHz). Der Hub wäre im Beispiel 14 kHz, was etwas zu groß ist. Es müßte dann C_a verkleinert und der ganze Abgleichvorgang wiederholt werden.

Bei konstantem Hub nimmt die erforderliche Modulationsspannung mit steigender Frequenz ab. Beträgt sie im 80-m-Band beispielsweise $U_{eff} = 8$ V, dann ist sie im 10-m-Band nur noch $U_{eff} = 1$ V. Man muß beachten, daß ein Signal in Schmalband-FM empfangsseitig erst dann mit einem 100% modulierten AM-Signal gleicher Trägerleistung vergleichbar sein kann, wenn ein FM-Demodulator verwendet wird. Bei Flankendemodulation fällt die empfangsseitige Beurteilung der NFM nachteilig im Verhältnis zur AM aus. Es sollte daher ein moderner FM-Demodulator vielleicht sogar ein *Phase-Lock-Demodulator* in Empfänger vorgesehen werden, um die Vorzüge der NFM voll zu nutzen. Neben der beschriebenen Modulationsart können natürlich auch Varaktoren zur FM eines VFOs oder Reaktanztransistoren (analog zur Reaktanzröhre) zur Frequenzmodulation herangezogen werden.

Der Reaktanztransistor kann unterhalb seiner β-Grenzfrequenz als Kapazität oder auch als Induktivität steuerbar geschaltet werden. Als kapazitives Element ergibt sich eine Äquivalenzkapazität $C_{äq}$ nach der Formel

$$C_{äq} = \frac{h_{21e} \cdot C1 \cdot R1}{h_{11e}}.$$

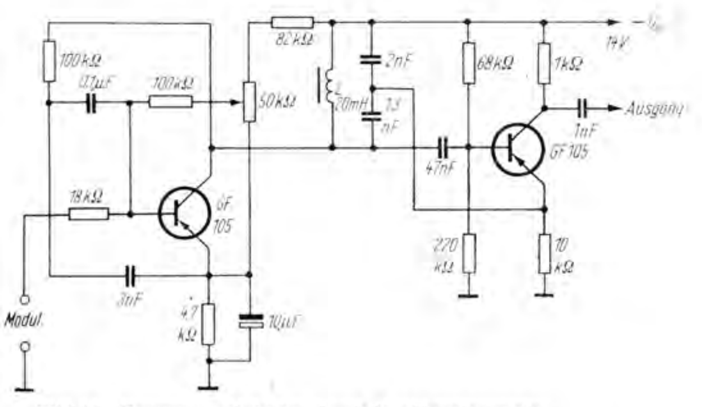


Bild 45 Frequenzmodulation durch Reaktanztransistor

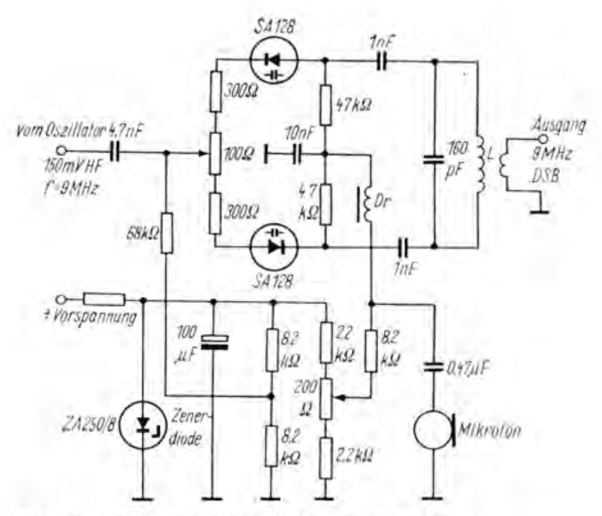


Bild 46 DSB-Modulator mit Kapazitätsdioden

Bild 45 zeigt die Schaltung, der Transistor ist als steuerbare Induktivität ausgelegt. Bei einem Emitterstrom von 0,6 mA ergibt sich ein Hub von 2500 Hz/V, bei dem dargestellten Oszillator, auf der Frequenz von etwa 30 kHz. Für das Schaltelement C1 gilt die Forderung, daß C1 einen großen Widerstandswert bei der Arbeitsfrequenz, bezogen auf $\frac{1}{h_{22e}}$, haben muß; R1 ist notwendig kleiner als $h_{11e} + h_{21e}$ Re zu halten. Die Beschaltung des Transistors mit den phasenschiebenden Elementen R und C erfolgt analog den bekannten Reaktanzröhrenschaltungen. Für Amateurzwecke muß man die angegebene Schaltung entsprechend den anderen Arbeitsfrequenzen umdimensionieren.

Die modernste Modulationsart in der Amateurtechnik stellt die Einseitenbandmodulation dar. Diese begrenzt die Bandbreite des ausgesendeten Signals und gestattet den Bau ökonomischer Sender. Die bei AM entstehenden symmetrisch zum Träger liegenden Seitenbänder enthalten nämlich spiegelbildlich das

gleiche Signal, so daß man auf ein Seitenband ohne weiteres verzichten kann.

Nähere Angaben zu diesem Problem findet der Amateur in speziellen Broschüren, z. B. in der *Einseitenbandtechnik* von H. Brauer (Heft 39 der vorliegenden Reihe).

Abschließend noch die Beschreibung eines neuen *DSB*-Modulators mit Kapazitätsdioden, der eine hohe Trägerunterdrükkung gewährleistet und leicht einzuregeln ist. Bild 46 zeigt die Schaltung nach DJ6ZZ. Das vom Quarzoszillator (9 MHz) kommende HF-Signal (≈ 150 mV Amplitude) wird an das Symmetrierpotentiometer (100 Ω) und an die Kapazitätsdiodenbrücke geführt. Eine zenerdiodenstabilisierte Vorspannung dient zur Arbeitspunkteinstellung der Kapazitätsdioden *SA 128*. Über einen Serienwiderstand führt man auch symmetrisch den Dioden die NF-Modulationsspannung zu. Eine Amplitude der NF von 100 mV bis 0,5 V genügt zur Modulation. Mittels Quarzfilter wird dann ein Seitenband herausgesiebt und dem Linearverstärker zugeführt. Die Trägerunterdrückung kann in diesem Fall leicht über 40 dB gebracht werden, der Aufwand ist nicht allzu hoch.

Mit diesen Betrachtungen wird das Kapitel über die Modulation von Transistorsendern abgeschlossen. Auf Grund des beschränkten Umfangs sind die Probleme nur angedeutet. Der interessierte Amateur findet aber in den Literaturhinweisen genügend Angaben über Spezialliteratur.

3. Das Rauschverhalten von Transistoren

Transistoren haben — genau wie Röhren — ein von Schaltung und Temperatur abhängiges Eigenrauschen. Dieses macht sich bei empfindlichen Verstärkern bemerkbar, wenn das Signal sehr schwach ist. Wenn es sich z. B. um einen mehrstufigen NF-Verstärker handelt, dann hört man im Lautsprecher — bei Fehlen des Eingangssignals — bei voll aufgedrehter Verstärkung ein Geräusch, das dem Siedegeräusch kochenden Wassers ähnlich ist. Es wird von der in den aktiven Elementen des Verstärkers stattfindenden Elektronenbewegung verursacht, die bekanntlich unregelmäßig erfolgt. Bei genügender Nachverstärkung kann man den spontanen, quantenhaften Charakter des elektrischen Stromes nachweisen.

Bei physikalischen Untersuchungen wurde an Halbleitern die Frequenzabhängigkeit des Rauschens festgestellt. Die Intensität des Rauschens und die daraus abgeleitete Rauschzahl F ist im Niederfrequenzgebiet proportional $\frac{1}{f}$; dann bleibt sie über einen großen Frequenzbereich konstant, um schließlich in der Nähe der Transistorgrenzfrequenz mit 3 dB bzw. 6 dB je Oktave wieder anzusteigen. Bild 47 zeigt die Frequenzabhängigkeit des Transistorrauschens.

Die untere Grenze des Rauschfaktors ist durch das Wärmerauschen des Basisbahnwiderstands gegeben zu

$$\Delta U^2_{r,\,therm} = 4\,k \cdot T \cdot r_{bb'} \cdot \Delta f;$$

k — Boltzmannkonstante $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K,
T — Temperatur des Halbleitermaterials in °K,
$r_{bb'}$ — Basisbahnwiderstand in Ω,
Δf — Bandbreite des Verstärkers in Hz.

Bei Zimmertemperatur ist $kT = 4 \cdot 10^{-21}$ Ws.

Den Rauschfaktor definiert man als das Verhältnis der Rauschleistung am Ausgang des Verstärkers zur Ausgangsleistung

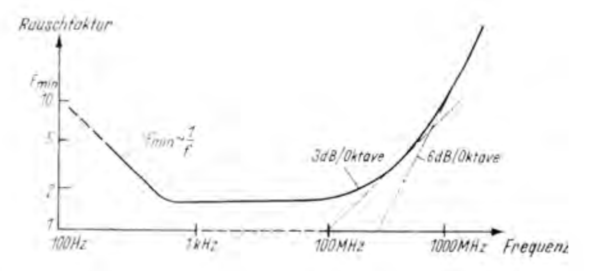


Bild 47 Frequenzabhängigkeit des Transistorrauschens

eines idealen, rauschfreien Verstärkers gleicher Bandbreite. Es ist

$$F = \frac{P_r}{V\,kT\,\Delta f_e};$$

P_r — Ausgangsrauschleistung des realen Verstärkers,
V — Leistungsverstärkung des realen Verstärkers,
Δf_e — effektive Bandbreite des Systems.

Hierfür gilt wiederum

$$\Delta f_e = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} V\,df}{V_0}.$$

Bei Vierpolen definiert man die Rauschzahl allgemein zu

$$F = \frac{\text{Eingangssignal-Rauschleistungs-Verhältnis}}{\text{Ausgangssignal-Rauschleistungs-Verhältnis}}.$$

Die Rauschzahl von mehreren in Kaskade geschalteten Verstärkerstufen wird

$$F_{ges} = F1 + \frac{F2 - 1}{V1} + \frac{F3 - 1}{V1 \cdot V2} + \cdots;$$

$V1 \cdots V_n$ — Stufenverstärkungen der einzelnen Stufen.

Es ist aus der Formel ersichtlich, daß die Rauschzahl der 1. Stufe die Gesamtrauschzahl maßgeblich beeinflußt. Man muß

bei abgestimmten HF-Verstärkerstufen den Einfluß der Verluste des Eingangskreises auf die Rauschzahl berücksichtigen. Jeder Eingangskreisverlust in dB addiert sich direkt zur Rauschzahl in dB. Bei Resonanzkreisen beträgt der Verlust

$$P_v = 20 \lg \left(1 - \frac{Q_b}{Q_o}\right).$$

Bei einem Kreis mit $Q_b = 10$ und $Q_o = 50$ ist

$$P_v = 20 \lg \left(1 - \frac{10}{50}\right) = 2 \text{ dB}.$$

Aus Bild 47 erkennt man 3 charakteristische Bereiche des Transistorrauschens:

- den Bereich des *Funkelrauschens* bei tiefen Frequenzen – gewöhnlich unterhalb 1 bis 2 kHz;
- den Bereich des *weißen Rauschens* unterhalb der oberen Rauscheckfrequenz;
- den ansteigenden Bereich des *hochfrequenten Rauschens* in der Nähe der Grenzfrequenz f_T.

Die Rauschzahl eines Transistors variiert stark mit Quellenimpedanz und Arbeitspunkt. Nach *Neilson* kann man die Rauschzahl im Bereich des weißen Rauschens mit einer Genauigkeit von 1 dB nach folgender Formel berechnen:

$$F = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{r_e}{2 R_g} + \frac{(R_g + r_{bb'} + r_e)}{2 R_g r_e h_{21eo}} \left[1 + \left(\frac{f}{f}\right)^2 \cdot (1 + h_{21eo})\right.$$

r_e – $\frac{26}{I_e}$ in Ω bei I_e in mA,
R_g – Quellenwiderstand,
h_{21eo} – niederfrequenter Wert der Stromverstärkung h_{21e},
f – Arbeitsfrequenz,
f_α – α-Grenzfrequenz.

Das Glied in eckigen Klammern gibt die Frequenzabhängigkeit wieder, geht sie → 1, dann wird die Rauschzahl frequenzunabhängig.

Die obere Rauscheckfrequenz kann annähernd nach der Beziehung

$$f_e \approx f_\alpha \left[\frac{r_e\,(2\,R_g + 2\,r_{bb'} + r_e)\,\frac{1}{2}}{R_g + r_e + r_{bb'}} \right]$$

bestimmt werden.

Als Beispiel soll die Rauschzahl des Transistors *SF* 136* bei $f = 250$ MHz errechnet werden für $U_{KE} = 6$ V, $I_K = 1{,}5$ mA und $R_g = 50\,\Omega$ sowie $h_{21eo} = 50$; $f_\alpha = 0{,}4$ GHz.

Man erhält

$$F = 1 + \left(\frac{50}{50}\right) + \left(\frac{17}{100}\right) + 0{,}002 \left[1 + \frac{(0{,}25)^2}{0{,}4}\,(50)\right] = 3{,}4\,.$$

Die obere Rauscheckfrequenz ergibt sich für eine mittelfrequente Rauschzahl von 3 dB zu

$$f_e \approx 700 \text{ MHz}\,.$$

Die Forderungen an den Transistor bezüglich seiner Rauscharmut lauten:

— geringer Basisbahnwiderstand $r_{bb'}$;
— hohe niederfrequente Stromverstärkung h_{21eo};
— hohe Grenzfrequenz f_α.

Da der Emitterstrom ebenfalls auf den Rauschfaktor einwirkt, ist es zweckmäßig, wenn man rauscharme Eingangsstufen mit möglichst kleinem Emitterstrom betreibt und dabei die Kollektorspannung gering hält. Für den NF-Bereich 20 Hz bis 20 kHz berechnet man das Rauschen eines Transistors als Eingangsstufe mit folgenden Parametern:

Ge-Legierungstyp, $h_{21eo} = 50$, $r_{bb'} = 100\,\Omega$ und $I_{KBO} = 5\,\mu$A.

Zunächst ist die Verstärkermittenfrequenz nach Formel

$$f_m = \frac{f_2 - f_1}{\ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}\,.$$

Ergebnis: $f_m \approx 3$ kHz.

---

* Weitere Daten siehe Katalogblatt vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt O.

Diese Frequenz liegt oberhalb der Eckfrequenz für das Funkelrauschen, und man kann nach den Gesetzmäßigkeiten des weißen Rauschens rechnen.
Der optimale Kollektorstrom für minimalen Rauschfaktor ist in diesem Gebiet

$$I_{K,opt} = \sqrt{\frac{h_{21eo}}{60} \cdot \frac{I_{KBO}}{r_{bb'}}}.$$

Also $I_{K,opt} = 180\,\mu A$.

Der Innenleitwert des Generators für geringstes Rauschen errechnet sich zu

$$g_{opt} = \sqrt{\frac{20 \cdot I_{KBO}}{r_{bb'}}}.$$

Im Beispiel beträgt $g_{opt} = 1$ mS ($R_g = 1000\,\Omega$).

Damit kann der geringstmögliche Rauschfaktor der Stufe ermittelt werden zu

$$F_{min,abs} = \frac{1}{\sqrt{h_{21eo}}} + \frac{1}{h_{21eo}} + \sqrt{80 \cdot I_{KBO} \cdot r_{bb'}} .$$

Man erhält: $F_{min,abs} = 0{,}6$ und $F = 1 + F_{min,abs} = 1{,}6$ (2 dB).
Aus dem Gesagten folgt, daß man eine Eingangsstufe mit geringem Kollektorstrom und geringer Kollektorspannuug betreiben sollte. Dabei ist natürlich die Stromverstärkung noch genügend großzuhalten.
Die in jüngster Zeit stärker angewandten Silizium-Planartransistoren weisen ein recht günstiges Rauschverhalten bei kleinen Kollektorströmen auf. Allgemein gilt zwar, daß Hochfrequenz-Siliziumtransistoren stärker rauschen als Germaniumtransistoren; aber die mit den Planartransistoren erreichbaren Rauschfaktoren von 3 bis 6 dB sind für die meisten Fälle der Praxis genügend klein.
Bild 48 zeigt Rauschfaktorkurven als Funktion des Generatorwiderstands (Innenwiderstand der Signalquelle). Dabei ist der Kollektorstrom bei konstanter Kollektorspannung der Para-

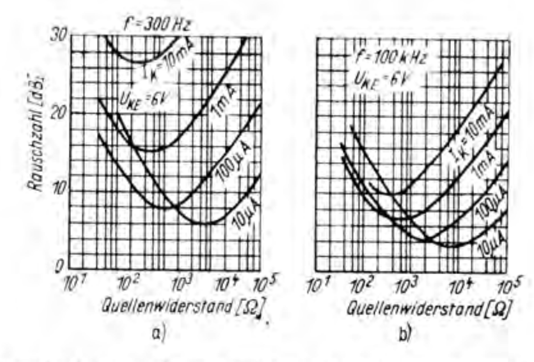


Bild 48 Rauschzahl eines Planartransistors als Funktion des Quellwiderstands; a — Frequenz 300 Hz, b — Frequenz 100 kHz

meter. Da Planartransistoren bereits bei 10 µA Kollektorstrom einen Stromverstärkungsfaktor von 30 bis 50 zu erreichen gestatten, kann man diesen geringen Kollektorstrom als unteren Grenzwert betrachten. Es ist abzulesen, daß sich bei einem optimalen Quellenwiderstand von 8 kΩ ein Rauschfaktorminimum bei 300 Hz von 6 dB ergibt.

Dies gilt für den relativ ungünstigen Fall einer niedrigen Signalfrequenz. Bei einer Frequenz von 100 kHz liegen die Verhältnisse günstiger. Der Rauschfaktor erreicht bei sonst gleichen

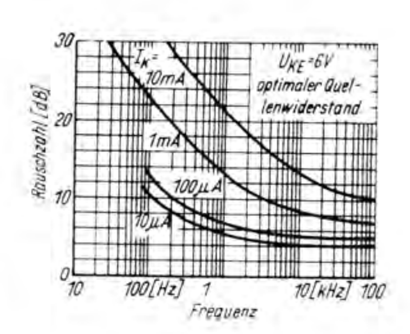


Bild 49
Optimale Rauschzahl als Funktion der Frequenz, I_K = Parameter

Daten 3,5 dB. Trägt man den Rauschfaktor als Funktion der Frequenz mit dem Kollektorstrom als Parameter auf, so ergibt sich die Darstellung gemäß Bild 49. Die gezeigten Diagramme gelten für den Planartransistor *BFY 19*. Analoge Diagramme für DDR-Transistoren stehen beim VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt/Oder (Applikationsabteilung) begrenzt zur Verfügung. Wenn man die mittlere Rauschzahl über ein Frequenzband bestimmen will, erweist sich die Darstellung der Rauschspannung als Funktion der Frequenz als sinnvoll. Die Kurven gelten meist für optimalen Quellenwiderstand.

4. Transistorisierte Baugruppen und Geräte des Funkamateurs

In diesem abschließenden Abschnitt sollen einige moderne Baugruppen und Geräte den internationalen Stand der Halbleiterschaltungstechnik demonstrieren. Sie sind nicht als Bauanleitungen, sondern als Anregungen für eigene Entwurfsarbeiten gedacht. Die benutzten Schaltungsprinzipien schienen dem Autor wertvoll für eine variierbare Anwendung in der Amateurtechnik.

Bild 50 zeigt die Schaltung eines VHF-Tuners mit Ge-Transistoren ohne Darstellung des Oszillators. Die Transistoren T1 und T2 bilden eine Kaskodestufe mit Gleichstromparallelspeisung. An der Basis von T1 liegt der relativ breitbandige Eingangskreis, der kapazitiv eingekoppelt ist und der eine Vorselektion bewirkt. Mit der regelbaren Spule 400 nH erreicht man eine Optimierung der Rauschanpassung. Über den Widerstand 3,3 kΩ kann eine Regelspannung zur Verstärkungsregelung zugeführt werden. Den Übertrager Ü bildet ein Doppellochkern-Ferritübertrager, wie er in Fernsehtunern zur Symmetrierung des Eingangs zum Einsatz kommt. Derartige Übertrager setzen 60 Ω unsymmetrische Speiseleitung auf 240 Ω symmetrische Leitung um. In diesem Fall dient er zur breitbandigen Anpassung der Basisstufe mit T2 an die Kollektorstufe T1. Zwischen Kaskodestufe und Mischstufe wird ein induktiv gekoppeltes Zweikreisbandfilter eingeschaltet, das die Vorselektion vor der Mischstufe auf einen genügend hohen Wert bringt und damit zur Vermeidung von Kreuzmodulations- und Übersteuerungseffekten beiträgt. Die Mischstufe ist in Gegentakt mit den Transistoren T3 und T4 ausgeführt; im Kollektorkreis T4 liegt der ZF-Kreis mit etwa 10 MHz; an der Basis von T4 wird die Oszillatorspannung kapazitiv eingekoppelt.

Bild 51 zeigt die von sowjetischen Amateuren entwickelte Schaltung eines KW-Konverters für die Bänder 14, 20 und 40 m. An Stelle des *P 402* kann für T2 der DDR-Typ *GF 130*,

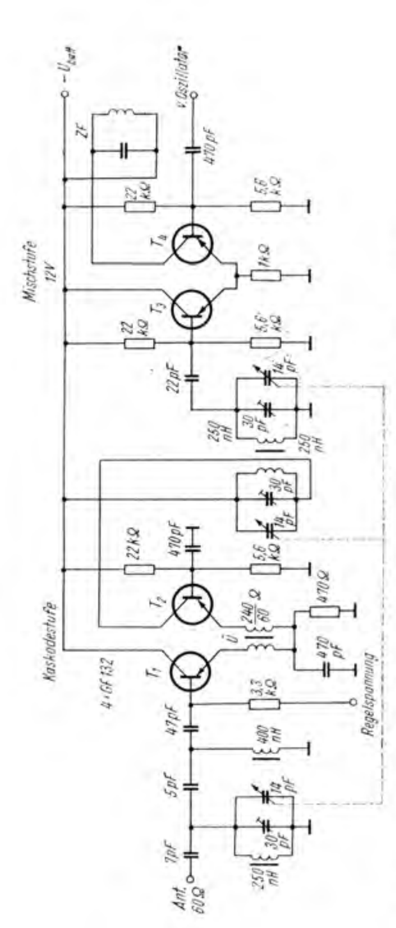


Bild 50 Rauscharmer VHF-Tuner (2-m-Band) mit Kaskode-HF-Verstärker

für T3 der *GF 122* eingesetzt werden. T1 stellt eine selbstschwingende Mischstufe dar, T2 den ZF-Verstärker und T3 einen Q-Multiplier. Die HF-Spannung gelangt von der Antenne über ein Einstellpotentiometer an die Eingangsspule L1. Zwischen Potentiometer (HF-Empfindlichkeit) und Koppelspule befindet sich die Schutzdiode D1 (*OA 625*), die die maximal mögliche HF-Amplitude auf 0,3 V (den Wert ihrer Schwellenspannung) begrenzt. Vor dem Mischer wurde ein 2kreisiges, kapazitiv gekoppeltes Filter, das durch C-Umschaltung grob auf die KW-Bänder abgestimmt ist, eingebaut. Die Feinabstimmung geschieht über Zenerdioden, die als Kapazitätsdioden wirken. Die Einstellung der Vorspannung wird an R5 vorgenommen. Je nach anliegender Vorspannung in Sperrichtung haben diese Dioden unterschiedliche Eigenkapazitäten im Bereich von 5 ··· 50 pF. L4 koppelt den 2. Bandfilterkreis induktiv an die Basis von T1. Im Emitterkreis dieses Transistors ist der Oszillator angeordnet, im Kollektorkreis sieben L7—C17 die entstehende ZF aus. Auch die Abstimmung am Oszillatorkreis erfolgt mit Kapazitätsdioden. Bei den schmalen Frequenzbändern des Amateurfunkverkehrs erlangt der Gleichlauf keine so große Bedeutung wie z. B. bei einem Mittelwellenempfänger. Der Trimmer genügt zur Festlegung der Bandanfangsfrequenzen. Die ZF-Verstärkerstufe auf der Frequenz von 1500 kHz arbeitet in Basisschaltung; der Zweck ihres Einsatzes ist die Entkopplung des nachgeschalteten Empfängers vom Konverter. Durch Entdämpfung des ZF-Kreises L7—C17 kann Trennschärfe und Empfindlichkeit des Konverters erhöht werden. Die kurz vor dem Schwingungseinsatz stehende Q-Multiplikatorstufe T3 erzeugt zu diesem Kreis einen parallelgeschalteten negativen Widerstand. Der Q-Multiplier wird kapazitiv über C24 angekoppelt. Die Stärke der Entdämpfung läßt sich mit R12 (gekoppelt mit dem Schalter S2) regeln. Die Diode D5 in der Speiseleitung verhindert die Falschpolungen der Stromquelle.

Bei Speisung des Konverters aus Trockenbatterien sollte für eine hohe Frequenzkonstanz die Speisespannung durch eine Zenerdiode stabilisiert werden. Der Stromverbrauch des Transistorkonverters beträgt rund 5 mA.

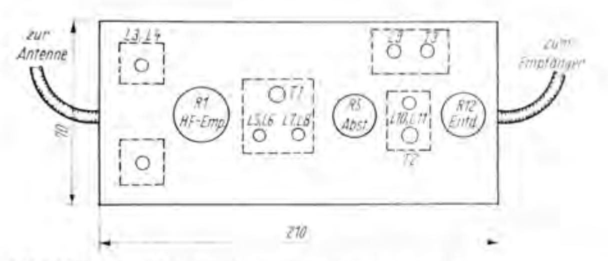


Bild 52 Vorschlag für den konstruktiven Aufbau des Konverters (gedruckte Schaltung in einem HF-dichten Metallgehäuse)

Beim Aufbau ist zu beachten, daß die Kreise eine Abschirmung erhalten. Eine ungefähre Vorstellung von Größe und Aufbau gibt die Skizze (Bild 52). Die Spulen werden auf Polystyrolkörper von 7,5 mm Durchmesser und 40 mm Länge gewickelt; ihre Windungszahlen sind in der Tabelle 1 angegeben.
Die Zenerdioden müssen vor dem Einbau auf möglichst gleiche Kapazität bei fester, gleicher Vorspannung ausgesucht werden (Toleranz des C = 5%). Ihre Kapazität sollte etwa 500 pF betragen (für Typ *D 810* – UdSSR) – ersetzt man die *D 810* durch *ZA 250/10*, so müssen je Kreis 2 Zenerdioden parallelgeschaltet werden. Der Abgleich des Konverters erfolgt von der ZF-Seite aus, die im Bereich von 1500 ··· 1600 kHz auf eine von starken Sendern freie Frequenz einzustellen ist. Der Abgleich der HF-Kreise auf die Amateurbänder erfolgt so, daß man zuerst im 40-m-Band die Spule L6 mittels HF-Eisenkern abgleicht. Die beiden anderen Bänder werden dann nur kapazitiv abgeglichen. Zur Feineinstellung der Frequenzen kann in Reihe mit dem Abstimmpotentiometer R5 ein Einstellwiderstand von etwa 10 kΩ geschaltet werden. Dieses Potentiometer wirkt als *Einstell-Lupe*.
Bild 53 zeigt ein Funksprechgerät im 10-m-Band nach einem Schaltungsvorschlag der Firma Fairchild, das mit Si-Transistoren bestückt ist. Das Gerät besteht aus 3 Grundbaugruppen:

– dem 3stufigen quarzgesteuerten Sender mit etwa 1 W Sendeleistung;

— dem Überlagerungsempfänger mit 5 Transistoren und einer ZF von 455 kHz sowie einer Gesamtempfindlichkeit von 1 μV;

— dem 3stufigen NF-Modulationsverstärker mit Gegentakt-B-Endstufe, der die erforderliche Leistung zur Kollektormodulation der Puffer- und Leistungsstufe des Senders liefert.

HF-Verstärker mit T2 und Mischer mit T5 sind in der Basisschaltung ausgeführt, die beiden ZF-Stufen bei 455 kHz in Emitterschaltung. T7 ist schwundgeregelt. Mit einem Kühlkopf ist der Leistungstransistor T1 in der Senderendstufe zu versehen. Als Antennen werden bei den Funksprechgeräten Stabantennen von 1,25 m Länge mit Verlängerungsspule als Viertelwellenlängenantennen benutzt. Die Leistungsaufnahme des Geräts beträgt in der Betriebsart *Empfang* 0,7 bis 1 W, in der Betriebsart *Senden* rund 5 W. In offenem Gelände läßt sich eine Reichweite von 10 km erzielen. Die Spulen und Transformatorendaten sind in der Tabelle 2 zusammengefaßt.
Im *FUNKAMATEUR* wird von *Bauer* der volltransistorisierte Einseitenband-Generatorbaustein *HS 1000 A* beschrieben. Vom Standpunkt der Anregung für die eigenen Versuche soll etwas zu dem von *DJ1ZT* entwickelten Baustein gesagt werden.
Das Einseitenbandsignal wird auf der Frequenz von 9 MHz erzeugt, dann auf die einzelnen KW-Amateurbänder umgesetzt und in Linearverstärkern auf die gewünschte HF-Leistung gebracht. Die gedruckte Leiterplatte ist 90 mm × 200 mm groß und enthält folgende Schaltungsgruppen:

— NF-Verstärker,
— Trägeroszillator und Balancemodulator,
— selektiven Trägerfrequenzverstärker mit Quarzeinseitenbandfilter,
— Vox-Elektronik,
— Anti-Trip-Schaltung.

Der Gesamtaufwand beträgt 10 Transistoren, 9 Dioden sowie 2 Steuerquarze und das Quarz-ESB-Filter.

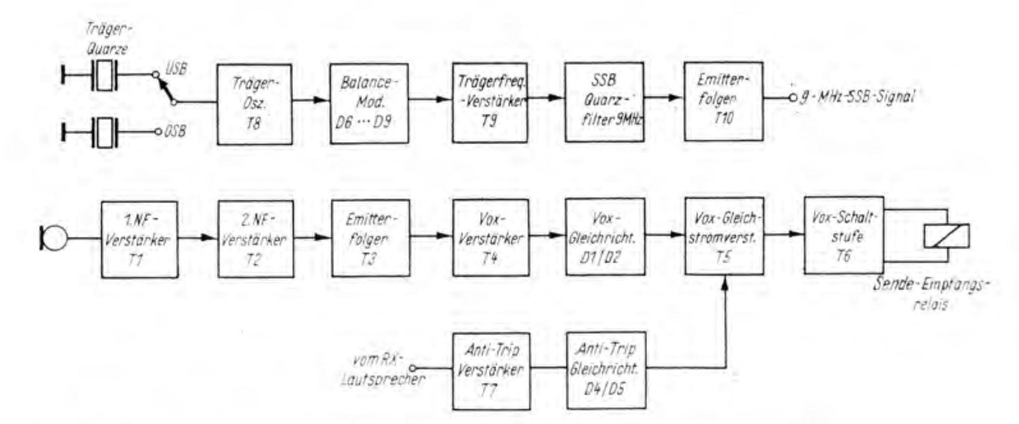


Bild 54 Blockschaltbild des transistorisierten Einseitenband-Generatorbausteins *HS 1000 A*

Um den prinzipiellen Aufbau erkennen zu können, ist in Bild 54 das Blockschaltbild des Bausteins *HS 1000 A* dargestellt, während Bild 55 das Gesamtschaltbild zeigt.
T1 und T3 bilden den 3stufigen Niederfrequenzverstärker, der die von einem niederohmigen Mikrofon kommende Frequenz (Telefonhörkapsel oder dynamisches Mikrofon ohne Übertrager) so weit verstärkt, daß sie dem Balancemischer mit den Dioden D6 bis D9 zugeführt werden kann. Weiterhin ist der Ausgangspegel groß genug, um die nachgeschaltete *VOX*-Steuerung (*voice-control*) auszusteuern, die während der Beschallung des Mikrofons die Station auf Senden und sonst auf Empfang schaltet. Das Umschaltrelais befindet sich nicht auf dem Baustein, da es mit getrennten Kontakten die Antenne umschaltet. In diesem Fall empfiehlt sich übrigens die Verwendung der neuen *Reed*-Relais (Firma Statex, Ilmenau), die zuverlässig und kapazitätsarm schalten. Die *Anti-Trip*-Schaltung soll verhindern, daß Töne aus dem Empfängerlautsprecher die Sprachsteuerung betätigen und die Station ohne Besprechung des Mikrofons wieder auf Senden schalten.
Der Trägeroszillator T8 erzeugt eine Quarzfrequenz, die je nach verwendetem Steuerquarz für die Aussendung des oberen oder unteren Seitenbands etwas von 9 MHz verschieden ist.
Bei Telegrafie wird parallel zu C3 der Kondensator C4 geschaltet, dadurch liegt die Quarzfrequenz im Durchlaßbereich des ESB-Filters *XF 9a*. Weiterhin wird durch eine Gleichspannung die Balance des Modulators aufgehoben und der NF-Verstärker abgeschaltet.
T9 verstärkt das DSB-Signal (Doppelseitenband mit unterdrücktem Träger) und das Quarzfilter *XF 9a* siebt ein Seitenband heraus und unterdrückt das andere. T10 verstärkt schließlich das ESB-Signal so weit, daß es zur Ansteuerung weiterer Stufen im Sender geeignet ist. Die NF-Spannung für die *Anti-Trip*-Schaltung entnimmt man der niederohmigen Sekundärwicklung des Lautsprecherübertragers (4-Ω-Wicklung).
Die automatische Sprachsteuerung (Vox) soll bei einem bestimmten Wert, nämlich bei 10 dB unter dem Vollaussteuerungswert des Senders, ansprechen. Die Speisespannung des Bausteins *HS 1000 A* beträgt 12 V, die Stromaufnahme bei

Bild 55 Schaltung des Einseitenband-Generatorbausteins *HS 1000 A*

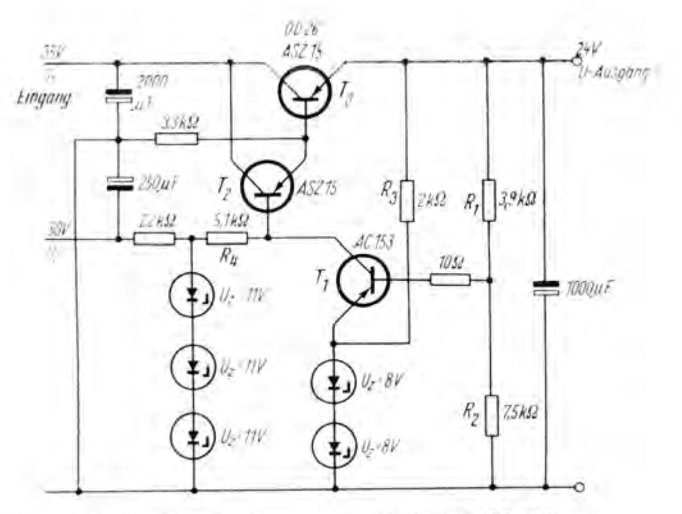


Bild 56 Transistorniederspannungsstabilisator 24 V/1 A

dieser Spannung 20 mA. Der übertragene Frequenzbereich der NF geht von 0,4···2,9 kHz; die Seitenbandunterdrückung beträgt 55 dB, die Trägerunterdrückung 66 dB.

Die Umsetzung der 9-MHz-Einseitenbandsignale auf die Amateurbänder kann mit einem Transistor-VFO erfolgen, der sich zwischen 0,5···5,5 MHz abstimmen läßt.

Beim Entwurf und beim Betrieb von Transistorgeräten muß notwendig mit stabilen und brummfreien Netzgeräten gearbeitet werden. Daher folgt die Beschreibung von 2 transistorgeregelten Niederspannungsnetzteilen für 24 und 50 V.

Bild 56 zeigt die Schaltung des geregelten Netzteils für 24 V/1 A. Über den Spannungsteiler R1 – R2 wird ein Teil der Ausgangsspannung abgegriffen und dem Steuertransistor T1 zugeführt (Ge-NF-Typ mit $\beta \geq 50$). Im Emitterkreis liegt eine Reihenschaltung von 2 Stück 8-V-Zenerdioden (250-mW-Typ); diese erzeugen die Referenzspannung. Je nach der Differenz zwischen Ausgangs- und Referenzspannung fällt an R4 eine mehr oder weniger große Steuerspannung ab, die die *Darlington*-Schaltung

der Serienregeltransistoren T2 und T3 aussteuert, und zwar so, daß bei steigender Ausgangsspannung der Innenwiderstand von T3 wächst, sich bei kleiner werdender Ausgangsspannung verringert. Dadurch, daß die Kollektorspannung des Steuertransistors über eine 2. Zenerdiodenkette vorstabilisiert wird, erreicht man einen höheren Gesamtregelfaktor und durch Wahl der Größe von R4 eine gewisse Temperaturkompensation. Der genaue Wert von R4 muß auf beste Temperaturkompensation experimentell ermittelt werden. In der Schaltung ist ein akzeptabler Mittelwert gewährleistet. Der Regelfaktor des angegebenen Niederspannungsstabilisators beträgt 300, d. h., Netzspannungsschwankungen kommen am Ausgang nur mit 1/300 zur Wirkung. Der Innenwiderstand erreicht 0,2 Ω, und die Ausgangsbrummspannung bleibt unter 30 mV.
Damit kann die Grenze für den Einsatz eines 1stufigen Regelverstärkers als aufgezeigt gelten. Der Widerstand 5,1 kΩ ist der Temperaturausgleichwiderstand; sein genauer Wert muß experimentell ermittelt werden, indem die Ausgangsspannung genau

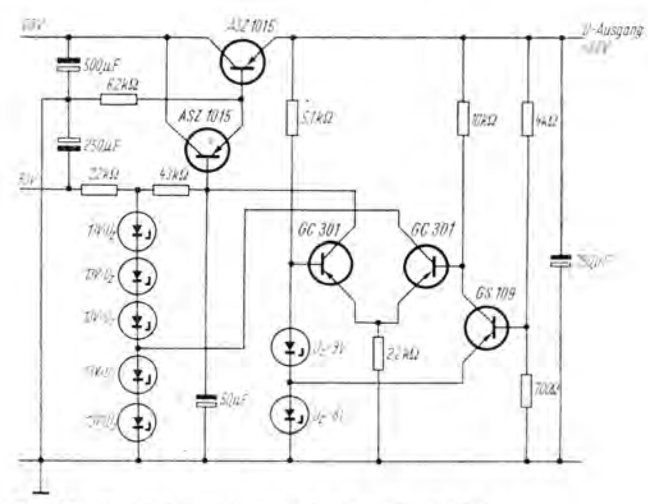


Bild 57 Transistorspannungsstabilisator 50 V/0,5 A

nach dem Kompensationsverfahren gemessen wird und man die Temperatur schrittweise ändert. Für eine Einstellung der Ausgangsspannung in gewissen Grenzen kann man den oberen Ausgangsteilerwiderstand um 3,9 kΩ veränderbar halten (jedoch nicht gegen 0 gehen lassen).

Höhere Regelfaktoren erbringt ein mehrstufiger Verstärker, wie ihn Bild 57 zeigt. Diese Schaltung ist für 50 V/0,5 A ausgelegt. Sie hat einen Regelfaktor von 400 und einen Innenwiderstand von 0,02 Ω. Die Ausgangsbrummspannung hält man damit < 1 mV. Der Verstärker besteht aus einer Eingangsstufe und einem Differenzverstärker. Den Regeltransistor setzt man wieder aus 2 Einzeltransistoren in *Darlington*-Schaltung zusammen, damit sich eine große Steuersteilheit ergibt.

Bei allen stabilisierten Netzteilen ist es zweckmäßig, möglichst alle Widerstände in drahtgewickelter Ausführung einzubauen. Wenigstens die Widerstände des Ausgangsspannungsteilers sollten drahtgewickelt sein. Bei dieser Schaltung mit mehrstufigem Gleichstromverstärker kann der Temperaturgang der Ausgangsspannung durch geeignete Wahl des Kollektorwiderstands der 1. Stufe (10 kΩ) beeinflußt werden.

Derartige Regelbausteine für Netzgeräte gibt es zu kaufen. Die PGH Statron Fürstenwalde stellt Niederspannungsnetzgeräte und Regelbaugruppen her. Ein Selbstbau bietet jedoch keine besonderen Probleme.

Nun soll an dieser Stelle erstmalig die Schaltung eines modernen Handfunksprechers aus der UdSSR gebracht werden. Das volltransistorisierte Gerät arbeitet auf 3 Festfrequenzen im langwelligen KW-Bereich, 1640 kHz, 1730 kHz und 1935 kHz, mit Einseitenbandmodulation. Es kommt das obere Seitenband zur Aussendung. Der Sender gibt eine HF-Leistung von etwa 0,4 W ab, die Empfindlichkeit des Empfängers beträgt 1 μV, für einen Signal/Rausch-Abstand von 3 : 1. Der Empfänger arbeitet mit einer Zwischenfrequenz von 500 kHz und mit einer Bandbreite von 3 kHz. Bei *Empfang* hat das Gerät eine Leistungsaufnahme von 0,15 W, im Sendebetrieb 1,5 W. Bei Benutzung einer Stabantenne von 1,80 m Länge können Reichweiten zwischen 2 gleichen Stationen von 10 bis 20 km erzielt werden.

Von den 16 eingebauten Transistoren arbeiten 9 bei *Senden* und 10 bei *Empfang*. 3 Transistoren werden bei beiden Betriebsarten eingeschaltet. Die Maße des Funksprechgeräts sind 285 mm × 190 mm × 120 mm. Das Gesamtgewicht beträgt 4 kp.
Bild 58 zeigt die Schaltung. Die Niederfrequenzspannung eines dynamischen Mikrofons mit einem Spulenwiderstand von 2,2 kΩ gelangt an den Emitterfolger T16 und an die NF-Verstärkerstufe T15 in Emitterschaltung. An ihrem Ausgang liegt der Modulationstransformator Tr1. Wird durch den Sende/Empfangs-Umschalter (bei noch tieferem Eindrücken desselben) die Verbindung zwischen den Punkten a und b hergestellt, dann entsteht im NF-Verstärker eine Rückkopplung, und er erzeugt einen Rufton von 1 kHz.
Die beiden Dioden D1 und D2 bilden einen Balancemodulator; sie erhalten ihre Hochfrequenz über die Koppelwicklung L7 aus dem Steuergenerator T10. Die Trägerunterdrückung dieses Diodenmodulators beträgt 30 dB. Am Ausgang sind nur die beiden Seitenbänder vorhanden, sie werden dem ZF-Verstärker T14 über C45 zugeführt und gelangen von dort aus über den SE-Umschalter zum elektromechanischen Filter, das nur ein Seitenband durchläßt. T5 verstärkt das Einseitenbandsignal weiter. Von dort aus gelangt es zur Mischstufe mit T13. Über C43 legt man das Signal an die Basis, während die Oszillatorspannung des Quarzoszillators T9 in den Emitterkreis eingespeist wird. Da im Filter das untere Seitenband durchgelassen wurde und der Mischvorgang die Seitenbänder spiegelt, kommt nach der Mischstufe das obere Seitenband frequenzumgesetzt heraus.
Das mit dem Kreis L14 – C40 ausgefilterte Signal wird dann induktiv der Basis der Treiberstufe T12 zugeführt, die im Kollektorkreis wieder einen Schwingkreis hat. T12 ist im Basiskreis temperaturkompensiert, so daß die Verringerung der Leistungsverstärkung der Endstufe bei tiefen Temperaturen durch eine Erhöhung der Verstärkung der Treiberstufe ausgeglichen wird. Die Leistungsstufe mit dem Transistor *P 602 A* (äquivalent etwa *AUY 11*) arbeitet in Emitterschaltung und in B-Betrieb. Die Ankopplung der Antenne an den Kollektorkreis der Leistungsstufe erfolgt über ein π-Filter. Eine Abstimmung

der Antenne ist möglich, weil die Längsinduktivität des π-Filters als Variometer ausgeführt vorliegt. Als Antennenabstimmindikator koppelt man eine kleine Glimmlampe, mit einem entsprechenden Metallring auf den Glaskolben mit der Antenne.

Das empfangene Einseitenbandsignal gelangt an die Basis von T2 über den Koppelkondensator C31. Durch einen Kontakt des SE-Umschalters wird die Basis des Eingangstransistors bei *Senden* an Masse gelegt. Der HF-Verstärker ist in Kaskodeschaltung mit den Transistoren T1 und T2 ausgelegt. Die Kaskode wird gleichstrommäßig seriengespeist. L1—C3 bilden den Ausgangskreis der Kaskode. Auch die Mischstufe wurde in Kaskodeschaltung ausgeführt. Das HF-Signal führt man an die Basis von T4, während das Oszillatorsignal über C6 am Emitterkreis von T4 eingespeist werden kann. Am Ausgang des Mischers liegt wieder das elektromechanische Filter, das bei *Empfang* durch den SE-Umschalter gesteuert — als Einseitenbandfilter dient. Die Transistoren T5 und T6 bilden einen 2stufigen ZF-Verstärker auf der Frequenz 500 kHz, wobei die 1. Stufe aperiodisch, die 2. resonant ist. Über L4 gelangt die ZF-Spannung zum Demodulatortransistor T7. Hier geschieht das Zusetzen der Trägerfrequenz, nämlich über C16 im Emitterkreis von T7, aus dem Steueroszillator T10 kommend. Die Lautstärkeregelung geschieht mittels Serienregelwiderstand. T8 ist dann noch ein 1stufiger, emittergekoppelter NF-Verstärker ohne Besonderheiten. Die magnetische Hörkapsel mit 2,2-kΩ-Spulenwiderstand setzt das elektrische Signal in ein akustisches um. Im Quarzoszillator T9 befindet sich der Ziehkondensator C22, mit dessen Hilfe man Frequenzunterschiede zwischen 2 Stationen ausgleichen kann. Dieser mit *Klangfarbe* bezeichnete Kondensator läßt sich von außen einstellen.

Die Einseitenband-Funksprechstation — sie heißt *Nedra-P* — wurde in Form eines größeren Fernsprechhandapparats aufgebaut (Maße 245 mm × 72 mm × 90 mm). Das übrige Volumen zu den obengenannten Maßen beansprucht der Stromversorgungsteil. Diesen und den Handapparat verbindet ein Kabel. Das Gewicht des Geräteteils beträgt 800 p. Sender- und Empfängerteil bringt man auf 2 gedruckten Platinen unter. Die

Bedienelemente befinden sich an der Frontplatte (Lautstärke, Klangfarbe, Antennenabstimmung und Sende-Empfang-Umschaltung). Das Antennenvariometer wird mit einem Ferritkern von 9,5 mm Durchmesser × 20 mm Länge, Permeabilität 400, abgestimmt, die Spule besteht weiter aus 75 Wdg., Litze 7 × 0,07, einlagig. Der Modulationstransformator hat ein Übersetzungsverhältnis von 2 : (1 + 1). Als Äquivalenttypen für die Transistoren können gelten:

B 14	etwa	*GC 115*	oder	*AC 151*
P 401	etwa	*GF 130*	oder	*AF 121*
P 402	etwa	*GF 132*	oder	*AF 106*
P 602 A	etwa	*AUY 11*	oder	*2 N 4072*
D 9 B	etwa	*GA 100*	oder	*OA 90*

Die Diode D3 verhindert eine Zerstörung der Transistoren bei versehentlicher Falschpolung der Speisespannungsquelle. Man erkennt aus diesem Beispiel, daß sich bereits mit recht geringem Aufwand eine portable Einseitenbandstation herstellen läßt. Das Gerät *Nedra-P* wird in Serie hergestellt und gelangt in der UdSSR zu weitverbreitetem Einsatz.

An Hand der gebrachten Beispiele erkennt man, wie stürmisch sich die Hochfrequenztechnik in den vergangenen 25 Jahren entwickelt hat. Daß heute auch im Zentimeterwellenbereich halbleiterbestückte Sender möglich sind, verdanken wir nicht zuletzt der Weltraumforschung.

Manche Anwendungen wurden durch die Transistorisierung erst technisch realisierbar. Man kann sagen, daß transistorbestückte Funkgeräte einen hohen Wirkungsgrad haben, zuverlässig sind und eine lange Lebensdauer aufweisen. Die Möglichkeit der Erde-Mond-Erde-Verbindung, der Amateursatellit *Oskar* und vieles andere mehr können uns auch heute noch — obwohl wir „abgeklärte Techniker“ sind — zum Staunen bringen. Es waren in entscheidendem Maße Amateure, die an dieser Vorwärtsentwicklung mitarbeiteten.

Hohe Anforderungen an transistorbestückte Funkgeräte werden vor allem in unserer Nationalen Volksarmee gestellt, so daß die immer umfassender werdende Transistorisierung der

Geräte in der Militärtechnik heute jeden zum tieferen Eindringen in dieses Gebiet, auch im Interesse unserer Landesverteidigung, veranlaßt.
Wenn der Leser für seine Arbeit oder Freizeitbeschäftigung Anregungen in dieser Broschüre findet, dann erfüllt das Werk seinen Zweck.
Für Hinweise aus dem Leserkreis ist der Verfasser jederzeit dankbar.

5. Anhang

5.1. Typenschlüssel für Transistoren und Dioden

Wenn der Amateur einen ihm unbekannten Transistor in die Hand bekommt, dann kann er durch Ermitteln der Gehäuseform und Typenbezeichnung etwas über den Verwendungszweck dieses Bauelements erfahren. Darüber hinaus lassen sich mit Hilfe von Messungen die genauen Parameter bestimmen. Im Weltmaßstab sind durch die Verschiedenheit der Entwicklungsrichtungen in den einzelnen Ländern unzählige Typen entstanden. Gegenwärtig gibt es 3 Systeme von Typenschlüsseln. Neben der Gehäuseform ist noch zur Bestimmung des Typs eines unbekannten Bauelements die Bezeichnung von Bedeutung. Es gibt einen sowjetischen und einen amerikanischen Schlüssel. Daneben besteht der in Europa verwendete *Pro-Elektron*-Schlüssel.

Der sowjetische Halbleiterschlüssel hat Buchstaben und Ziffern als Bezeichnungselemente. Ihre Bedeutung ist folgende:

1. Bezeichnungselement Halbleitermaterial
   - G oder 1 — Germanium
   - K oder 2 — Silizium
   - A oder 3 — Galliumarsenid

2. Bezeichnungselement Klasse oder Gruppen des Bauelements
   - D — Dioden
   - T — Transistoren
   - W — Varikaps und Varaktoren
   - A — Höchstfrequenzdioden
   - F — Fotobauelement
   - N — ungesteuerter Mehrschichtschalter
   - U — gesteuerter Mehrschichtschalter (Thyristor)

	S – Zenerdiode	
	Z – Gleichrichtersäulen und -blöcke	
3. Bezeichnungselement	Entwicklungsnummer des Bauelements	
	elektrische Eigenschaften und Einsatzgebiete	
1. Gleichrichterdioden		
für geringe Leistungen		von 101 ··· 199
für mittlere Leistungen		201 ··· 299
für große Leistungen		301 ··· 399
2. Universaldioden		von 401 ··· 499
3. Impulsdioden		von 501 ··· 599
4. Varikaps und Varaktoren		von 101 ··· 199
5. UHF-Dioden		
cm-Mischdioden		von 101 ··· 199
Videodetektoren		201 ··· 299
Modulationsdioden		301 ··· 399
Parametrische Dioden		401 ··· 499
6. Fotobauelemente		
Fotodioden		von 101 ··· 199
Fototransistoren		201 ··· 299
7. Ungesteuerte Mehrschichtschalter (Dinistoren)		
kleiner Leistung		von 101 ··· 199
mittlerer Leistung		201 ··· 299
großer Leistung		301 ··· 399
8. Gesteuerte Mehrschichtschalter (Thyristoren)		
kleiner Leistung		von 101 ··· 199
mittlerer Leistung		201 ··· 299
großer Leistung		301 ··· 399
9. Tunneldioden		
für Verstärkungszwecke		von 101 ··· 199
zur Schwingungserzeugung		201 ··· 299
für Impuls- und Schaltzwecke		301 ··· 399

10. Zenerdioden	
geringer Leistung	
Zenerspannungsbereich 0,1 ··· 9,9 V	von 101 ··· 199
Zenerspannungsbereich 10 ··· 99 V	201 ··· 299
Zenerspannungsbereich 100 ··· 199 V	310 ··· 399
mittlerer Leistung	
Zenerspannungsbereich 0,1 ··· 9,9 V	401 ··· 499
Zenerspannungsbereich 10 ··· 99 V	510 ··· 599
Zenerspannungsbereich 100 ··· 199 V	600 ··· 699
großer Leistung	
Zenerspannungsbereich 0,1 ··· 9,9 V	701 ··· 799
Zenerspannungsbereich 10 ··· 99 V	810 ··· 899
Zenerspannungsbereich 100 ··· 199 V	900 ··· 999
11. Gleichrichtersäulen und -blöcke	
Gleichrichtersäulen kleiner Leistung	101 ··· 199
Gleichrichtersäulen mittlerer Leistung	201 ··· 299
Gleichrichterblöcke kleiner Leistung	301 ··· 399
Gleichrichterblöcke mittlerer Leistung	401 ··· 499
Gleichrichterblöcke großer Leistung	501 ··· 599
12. Transistoren	
Transistoren kleiner Leistung	
für Niederfrequenz	von 101 ··· 199
für mittlere Frequenzen	201 ··· 299
für hohe Frequenzen	301 ··· 399
Transistoren mittlerer Leistung	
für Niederfrequenz	von 401 ··· 499
für mittlere Frequenzen	501 ··· 599
für hohe Frequenzen	601 ··· 699
Transistoren hoher Leistung	
für Niederfrequenz	von 701 ··· 799
für mittlere Frequenzen	801 ··· 899
für hohe Frequenzen	901 ··· 999

4. Bezeichnungselement

Der Buchstabe, der die Unterschiedlichkeit innerhalb des gegebenen Halbleiterbauelemententyps zeigt, z. B. Wertebereiche für Stromverstärkung, Zeitkonstante, Schaltschnelligkeit usw.

Dem amerikanischen Schlüssel mangelt es an Aussagekraft; man kann lediglich an der jetzt bereits 4stelligen Ziffer ungefähr das Entwicklungsjahr abschätzen.

Dioden haben die Bezeichnung

1N ··· (1 entspricht der Anzahl der Elektroden minus Eins)

Transistoren haben die Bezeichnung

2N ···, wenn es sich um Triodenstrukturen und
3N ···, wenn es sich um Tetrodenstrukturen handelt.

Ein USA-Transistor mit der Nummer *2 N 706* ist entwicklungsmäßig älter als ein Transistor *2 N 4012*. Weitere Aussagen, beispielsweise über Material oder Einsatzzweck, können nicht vorgenommen werden. Um diese Nachteile in Europa zu vermeiden, wird hier der *Pro-Elektron*-Schlüssel benutzt, der Auskunft über Halbleitermaterial und Anwendung geben kann. Die Typenbezeichnung besteht aus 5 Zeichen, man unterscheidet 2 große Gruppen:

- Halbleiterbauelemente für die Unterhaltungselektronik (mit 2 Buchstaben und 3 Ziffern)
- Halbleiterbauelemente für die professionelle Elektronik (mit 3 Buchstaben und 2 Ziffern).

Tabelle 1

1. Buchstabe	2. Buchstabe	3. Buchstabe	Kennzahl
Kennzeichen für Halbleitermaterial	wichtigster Anwendungsbereich	Kennzeichen für kommerzielle Typen mit engeren Toleranzen	laufende Numerierung (höhere Nummer entspricht moderner Entwicklung)
G oder A – Germanium S oder B – Silizium R – Halbleitermaterial für Hallgeneratoren und fotoelektronische Bauelemente	A – Diode C – NF-Transistor D – NF-Leistungstransistor ($P_{tot} > 1$ W)	hierzu werden die letzten Buchstaben des Alphabets verwendet, z. B. X, Y oder Z	Halbleiterbauelemente der Unterhaltungselektronik haben eine 3stellige Kennzahl
	E – Tunneldiode F – HF-Transistor H – Hallfeldsonde K – Hallgenerator L – HF-Leistungstransistor M – Hallgenerator P – strahlungsempfindliches (lichtempf.) Bauelement R – Halbleiter mit Durchbruchkennlinie für Schalt- und Steuerzwecke S – Schalttransistor		kommerzielle Halbleiterbauelemente haben eine 2stellige Kennzahl

1. Buchstabe	2. Buchstabe	3. Buchstabe	Kennzahl
	T – Leistungshalbleiter mit Durchbruchkennlinie für Schalt- und Steuerzwecke U – Leistungsschalttransistor Y – Leistungsdiode Z – Zenerdiode		

Tabelle 2

Bezeichnung	Wickelart	Windungszahl	Drahtart	Bemerkungen
L1	Kreuzwickel, 3 mm hoch	25	0,1-mm-CuLS	
L2	einlagig, Wdg. an Wdg. im Abstand 1 mm von L1	12	0,24-mm-CuLS	
L3	einlagig, 12 Wdg. wie L2	12	0,24-mm-CuLS	
L4	einlagig, auf gleichem Körper wie L3 in 1 mm Abstand	1,5	0,18-mm-CuL	
L5	einlagig, Wdg. an Wdg. gewickelt	5,5	0,18-mm-CuL	Anzapfung 2 Wdg. von unten
L6	kreuzgewickelt, 3 mm hoch auf gleichem Körper wie L5	11	0,24-mm-CuLS	
L7, L9, L10	Kreuzwickel in 4 Sektionen je 3 mm hoch	35	Litze 0,1 × 4	
L11	auf gleichem Körper wie L10, als 5. Sektion Kreuzwickel	20	0,18-mm-CuL	

Tabelle 3

Bezeichnung	Spulen	Transformatoren	
L1	5,6 μH	T1 u. T4	auf Körper mit 8 mm Durchmesser
L2	1,36 μH		primär 8 Wdg., 0,6-mm-CuLS
L3	6 Wdg., 2-mm-Cu, vers., Länge der Wicklung 23 mm Durchmesser 13 mm	T2	auf Körper mit 5 mm Durchmesser primär 10 Wdg., 0,6-mm-CuLS
L4	0,68 μH		sekundär 4 Wdg., 0,6-mm-CuLS
L5	5,6 μH	T3	auf Körper mit 5 mm Durchmesser
L6	24 μH		primär 12 Wdg., 0,6-mm-CuLS
L7	24 μH		sekundär 4 Wdg., 0,6-mm-CuLS
L8	24 H	T5, T6, T7, T8	ZF-Übertrager für 455 kHz Gegentakteingangstransformator
L9	20 Wdg., 0,3-mm-Cu., vers.,		ähnlich K 30
	Durchmesser 5 mm Luftspule	T9	Ausgangsübertrager primär 2 × 200 Wdg., 0,25-mm-Cu
L10	5,6 H		sekundär 245 Wdg., 0,3-mm-CuL

Tabelle 4 Diodenarten und Einsatzgebiete

Halbleiterdioden

Richt- und Mischdioden	Schaltdioden	Aktive Dioden	Kapazitätsdioden	Gleichrichterdioden	Zenerdioden	Fotodioden	Leuchtdioden	UHF-Generatordioden
Richtdioden	langsame Schaltdioden	Tunneldioden	Varikaps (für niedrige Frequenzen)	für Ströme < 1 A	Kleinleistungsdioden ($P < 300$ mW)	langsame Fotodioden	Galliumarseniddioden	Gunn-Effekt-Dioden, LSA-Dioden Read-Dioden
Signaldioden		(Verstärkertypen)		für Ströme zwischen 1 A und 10 A		Nanosekundenfotodioden	GaAs-Injektionslaser	
Modulatordioden	Nanosekundenschaltdioden snap-off Dioden	Tunneldioden (Schalt- und Osz.-typen)	Varaktoren (für hohe Frequenzen)		Leistungszenerdioden	Foto-Varikaps		
Höchstfrequenzdioden ab 1 GHz				für Ströme zwischen 10 A und 100 A	LVA-Dioden (Niederspannungslawinendioden)			
hot-carrier-Dioden		Vierschichtdioden		für Hochstromanwendung $I > 100$ A				
Backward-Dioden	step-recovery-dioden							

Man kann also an Hand dieses Schlüssels schon eine Grobeinteilung vorhandener Halbleiterbauelemente vornehmen. Genauere Auskunft über Einsatzmöglichkeiten und Anwendungsgrenzen geben jedoch die Kennblätter und Kenndaten der Hersteller. Bezüglich einer Kennzeichnung des Anwendungsgebiets ist eine Gruppenaufteilung der Halbleiterbauelemente von Vorteil, wie sie für die Dioden die Tabelle 4 und für Transistoren die Tabelle 5 angibt.

Tabelle 5 Transistoren und Einsatzgebiete

Kleinsignaltypen	Kleinleistungstypen	Leistungstypen	Hochleistungstypen
$P_{tot} = 150$ W	$P_{tot} =$ 150 mW ··· 1 W	$P_{tot} =$ 1 W ··· 10 W	$P_{tot} > 10$ W
NF-Transistoren $f_T \leq 3$ MHz	NF-Transistoren $f_T \leq 3$ MHz	NF-Transistoren $f_T \leq 3$ MHz	NF-Transistoren $f_T \leq 3$ MHz
HF-Transistoren $f_T > 3$ MHz	HF-Transistoren $f_T > 3$ MHz	HF-Transistoren $f_T > 3$ MHz	HF-Transistoren $f_T > 3$ MHz
langsame Schalttransistoren	langsame Schalttransistoren	Schalttransistoren	Schalttransistoren
schnelle Schalttransistoren	schnelle Schalttransistoren		

Zu dieser Tabelle muß noch erklärend gesagt werden, daß die f_T-Frequenz eine definierte Kenngröße des Transistors ist und etwa dem Verstärkungs-Bandbreitenprodukt einer Elektronenröhre entspricht.
Unter einem schnellen Schalttransistor verstehen wir einen Transistor, der in weniger als 50 ns ein- oder ausgeschaltet werden kann.

Anhang Tabelle 6 *Technische Daten von Transistoren*

Typ	Typ	f_r MHz	f_β MHz	P_K mW	T_{jmax} °C	R_{th} mW/°C	U_{KEO} V	U_{KBO} V	I_K mA	β	I_{KO} μA	C_{KB} pF	Bemerkungen
2 N 706	npn, DD, Si	400		1,0 W	+ 175	6,7	—	25	—	45	0,005	5	DD — doppelt-diffundierter Transistor
2 N 708	npn, DP, Si	400		1,2 W	+ 200	6,9	15	—	—	50	0,004	4	DP — Diffusions-Planar-Transistor
2 N 915	npn, DP, Si	300		1,2 W	+ 200	6,9	50	—	—	100	0,005	3	
2 N 1613	npn, DP, Si	80		3 W	+ 200	17,2	—	75	—	80	0,003	18	PE — Planar-Epitaxial-Transistor
2 N 2297	npn, PE, Si	90		5 W	+ 200	28,6	35	—	1000	50	200	—	D — einfach diffundiert
2 N 3632	npn, Si	400		23 W	+ 200	130	40	—	3000	50	250	20	
2 N 3261	npn, Si	500		10 W	+ 200	57,2	40	—	1000	5	1000	10	
BFY 19	npn, PE, Si	400		260	+ 175	2	—	30	40	110	0,009	4,6	F = 7 dB
BSY 53	npn, PE, Si	100		710	+ 200	5,5	—	60	50	65	0,01	9	Tabelle gestattet Umdimensionierung
AUY 10	pnp, D, Ge	120		6,0 W	+ 75	250	—	60	700	—	2000	85	von Schaltungen auf äquivalente DDR-Typen

6. Literaturhinweise

Bauer, CQ-SSB: *Beschreibung HS 1000 A-Baustein*, FUNKAMATEUR, 9/1967, S. 455

Brauer, H.: *Einseitenbandtechnik*, Der praktische Funkamateur, Bd. 39, DMV, Berlin

DM4ZWL: *Transistorsender für das 2-m-Band mit Modulator*, FUNKAMATEUR, H. 4/1966, S. 177 bis 179

Fischer, H.-J.: *Transistortechnik für den Funkamateur*, 4. Aufl., DMV, Berlin 1968

Hilling, A. E.: *Transistorized 4-W-Transmitter for 8,315 Mc*, Mullard Technical Communications, Vol. 7, Nr. 62, 1963

Koch, E.: *Transistor-Funksprechgerät für das 2-m-Band*, Funkschau, H. 6/1967, S. 157 bis 160

Krüger, Schmitzer: *Frequenzvervielfachung mit Varaktoren*, Österreichische UKW-Berichte, H. 1/1963

Kuhnt, H. (DM2CFL): *UKW-Station mit Halbleitern*, Der praktische Funkamateur, Bd. 60, DMV, Berlin

Lennartz, Taeger: *Transistor-Schaltungstechnik*, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde, 1965

Lugowoi, W.: *Transistor-KW-Konverter*, Radio (russ.), Moskau, H. 3/1965, S. 47 bis 50

Melnikow, W. W.: *Leistungsverstärker* im KW- und UKW-Bereich mit sowjetischen Transistoren (Fedotowa, Bd. 15, S. 213), Moskau, Verlag Radio, 1966

Rohde, U. L.: *Transistoren bei höchsten Frequenzen*, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1965

Rohde, U. L.: *Die Berechnung und Dimensionierung von Transistorsendern im UKW-Gebiet*, Funktechnik, H. 2 und 3, 1965

Rohde, U. L.: *Zur Dimensionierung von Frequenzvervielfachern mit Varaktoren*, Internationale Elektronische Rundschau, H. 4/1966, S. 224 bis 233

Rohde, U. L.: *Eine neue Schaltungsanordnung beim Entwurf von transistorbestückten FM-Tunern*, Internationale Elektronische Rundschau, H. 9/1966, S. 514 bis 517

Sir, P.: *Transistorempfänger für 2 m*, Amatérské Radio, H. 11/1963

Snamenski, Lotkowa: *Hochselektive Filter mit Transistoren*, Verlag „Swjas", Moskau 1967.

Ustjugow, N.: *Die Funkstation „Nedra-P"*, Radio (russ.), Moskau, H. 9/1965, S. 30 bis 32

Weingärtner, F.: *DSB-Modulation mit Kapazitätsdioden*, Das DL-QTC, H. 2/1966, S. 133 bis 134

Weinheimer, R.: *Halbleiter* (Transistordaten usw.), SEL-Fachbuchreihe, Standard Elektrik Lorenz AG., Stuttgart 1965, 3. Aufl.

Durch ein technisches Versehen ist bei einem Teil der Auflage die letzte Zeile auf Seite 31 unleserlich.

Es muß heißen:

kennen. Teilbild b erläutert einen *Colpitts*-Oszillator; C1–C2

Antenne
R_1 10 kΩ
1000 pF
D_1 D96
1000 pF
L_1 L_2
D_2 D810
27 pF
4···15 pF
68 pF
8···30 pF
750 pF
S_{1a}
2 pF
100 kΩ
3000 pF
S_{1b}
27 pF
4···15 pF
88 pF
8···30 pF
750 pF
100 kΩ
D_3 D810
L_3 L_4
3000 pF
18 kΩ
3,6 kΩ
R_5 250 kΩ
T_1 P402
510 kΩ
750 pF
L_7 L_8
3000 pF
3000 pF
L_5 L_6
100 kΩ
D_4 D810
27 pF
4···15 pF
68 pF
8···30 pF
680 pF
0,01 µF
T_2 P401
750 pF
L_{10} L_{11}
ZF-Ausgang
3,6 kΩ
18 kΩ
3000 pF
510 kΩ
D_5 D7a
S_1 S_2
910 Ω
D_6 D808
+ 7,2 V −
NFe-Sammler (wahlweise)
9···12 V
+ Speisespannung −
3,6 kΩ
5 kΩ R_{12}
5 pF
510 kΩ
120 pF
L_9
T_3 P401
510 pF
18 kΩ
3000 pF

Bild 51 Transistor-KW-Konverter mit Entdämpfung

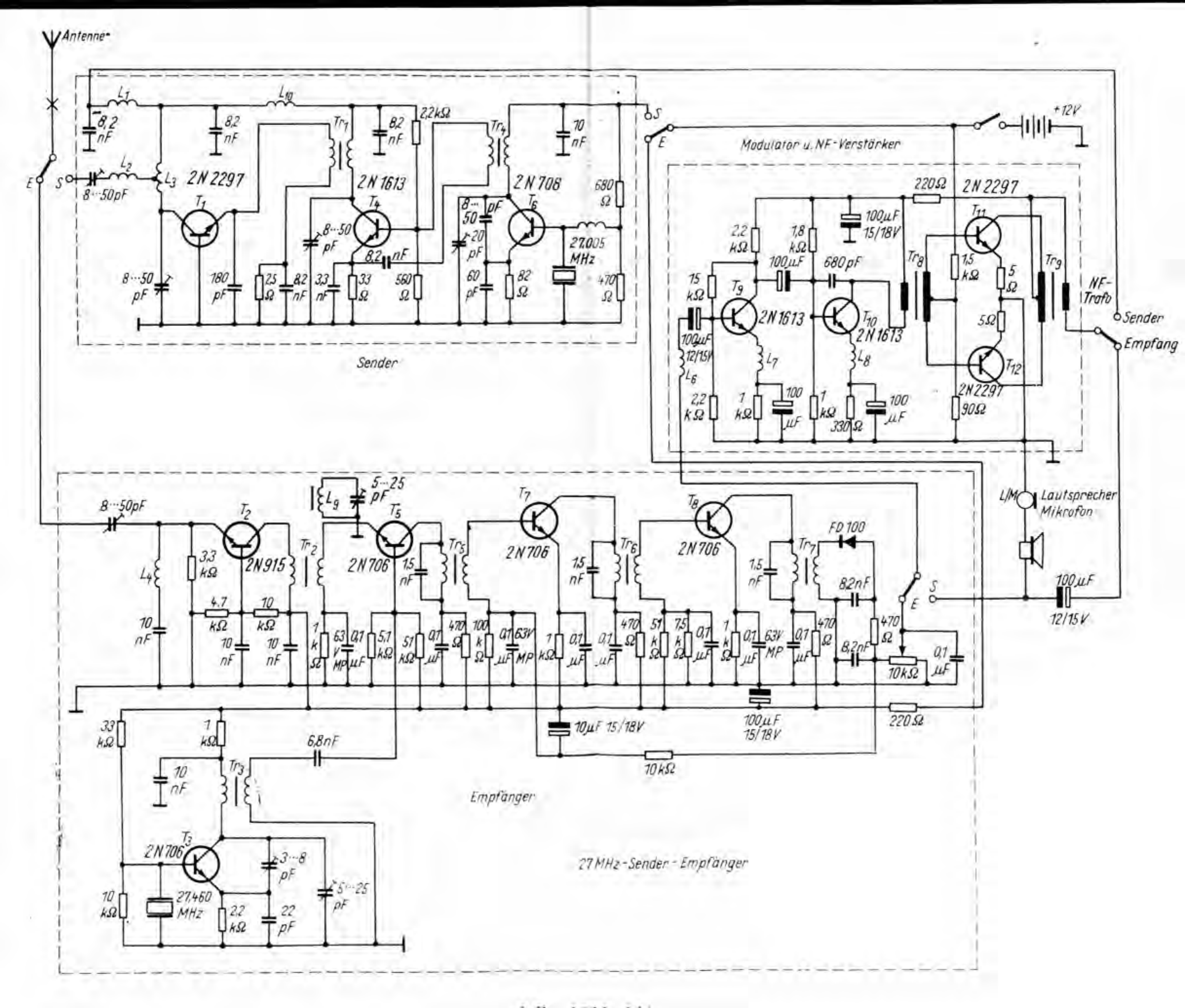
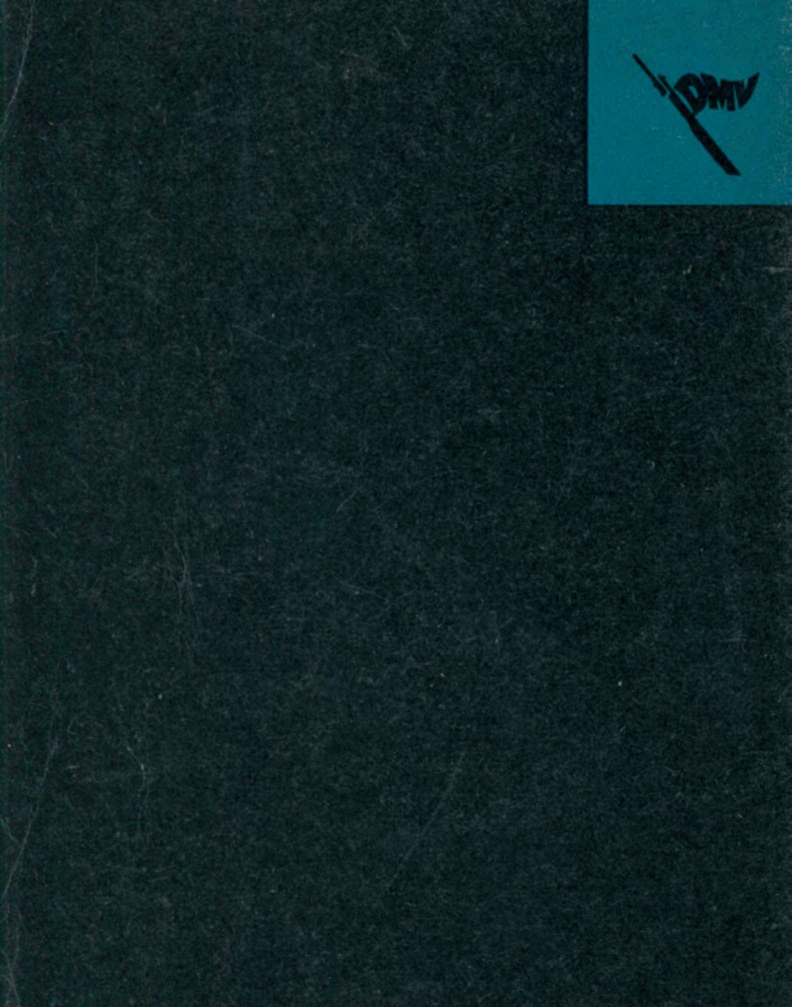

Antenne
Sender
Modulator u. NF-Verstärker
+12V
NF-Trafo
Sender
Empfang
Lautsprecher
Mikrofon
Empfänger
27 MHz-Sender-Empfänger
2N 2297
2N 1613
2N 708
27,005 MHz
2N 915
2N 706
27,460 MHz
FD 100

Bild 58 Transistorisierte sowjetische Station *Nedra-P*



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG